



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학박사학위논문

더블 델타 결선 전원에 의한
PWM 컨버터의 멀티레벨 운전

**Multi-Level Operation of PWM Converter with
Double-Delta Source Winding**

2015년 2월

서울대학교 대학원
전기 컴퓨터 공학부
박 용 순

공학박사학위논문

더블 델타 결선 전원에 의한
PWM 컨버터의 멀티레벨 운전

**Multi-Level Operation of PWM Converter with
Double-Delta Source Winding**

2015년 2월

서울대학교 대학원
전기 컴퓨터 공학부
박 용 순

더블 델타 결선 전원에 의한 PWM 컨버터의 멀티레벨 운전

Multi-Level Operation of PWM Converter with Double-Delta Source Winding

지도교수 설 승 기

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함

2015년 2월

서울대학교 대학원

전기 컴퓨터 공학부

박 용 순

박용순의 공학박사 학위 논문으로 인준함

2015년 2월

위 원 장 : 조 보 형

부위원장 : 설 승 기

위 원 : 하 정 익

위 원 : 최 리 훈

위 원 : 정 용 호

초록

본 논문에서는 변압기 또는 전동기의 권선들을 조합하여 2레벨 컨버터로 멀티레벨 운전을 하는 회로 방식 및 그 제어 방법을 새롭게 제안한다. 전력용 반도체의 스위칭을 이용하는 정지형 컨버터(static converter)는 직류 전압으로부터 교류 전압을 출력하여 변압기 또는 전동기 권선에 교류 전압을 인가할 수 있지만, 스위칭 과정에서 전력 변환에 도움이 되지 않는 맥동(ripple) 전류를 발생시킬 수 밖에 없다. 이러한 맥동 전류를 줄이기 위한 하나의 방법으로서, 전압 출력의 변화 단계를 높이는 멀티레벨 운전이 널리 적용되고 있다. 또한, 대부분의 대용량 전력 변환 과정에는 여러 권선들이 직/병렬로 사용된다. 예를 들어, 대용량 전동기는 여러 권선에 병렬로 전류를 흘리거나 직렬로 연결된 권선끼리 전압을 분담하여 대용량의 전류 또는 전압으로부터 회전력을 얻는다. 대용량 변압기 역시 여러 권선들이 직/병렬로 대단위 전력을 분담하여 전압을 변환한다. 본 논문에서는 대용량 전력 변환에 필수적인 직/병렬 권선과 가격 경쟁력이 있고 신뢰성이 높은 2레벨 컨버터를 조합하여 멀티레벨 운전하는 방법을 제안하였다.

먼저, 제안하는 회로 방식에서 변압기/전동기 권선과 컨버터가 어떻게 결합되어 멀티레벨 운전을 하는지 설명한다. 운전 주파수 관점에서 제안된 방식의 컨버터 전압 이용율을 살펴보고, 권선 전압을 컨버터의 스위칭 함수로 표현하여 실시간적인 전압 변화에서 기존의 방법과 어떤 차이를 보이는지 서술한다. 또한, 시스템 구성적인 측면에서 기존의 회로 방식들에 대해 제안된 회로 방식이 어떠한 장점과 단점을 가지는지 정성적으로 분석한다.

제안하는 회로 방식은 대표적으로 변압기와 전동기에 적용될 수 있다. 각 응용에서 전력 변환을 조절하기 위해서는 권선에 흐르는 전류에 대하여 폐환(feedback) 제어가 가능해야 한다. 본 논문에서는 변압기와 전동기 응용 각각에 대한 적절한 모델링을 기반으로 한 전력 제어 방법들을 제안한다. 특히, 본 논문에서는 제안된 회로 방식이 적용된 유도기 구동을 위해 비간섭(decoupling) 제어 방법이 새롭게 제안되었는데, 기존의 전류 제어 방법과 비교하여 동일한 설계에서 약 114 % 빠른 동특성을 보였다. 제안된 회로 방식은 전력 변환에 참여하던 컨버터 두 대 중에 하나가 탈락하더라도 전압 이용률 측면에서 여전히 운전 가능한 장점을 지니므로, 컨버터 한 대가 탈락하는 사고 상황에서의 제어 방법도 논의된다. 제안된 회로 방식은 컨버터 1기가 탈락된 사고 운전 실험에서, 내부 권선 간의 자체적인 인터리빙(interleaving) 효과에 의해 스위칭 주파수의 변경없이도 계통 전류의 고조파왜율(total harmonic distortion, THD)이 정상 운전에 비해 70 % 감소하는 특성을 보였다.

제안된 회로 방법은 PWM(pulse width modulation)에 사용되는 삼각파들 간에 위상천이(phase shift)를 이용하여 쉽게 구현 가능하지만, 두 대의 컨버터 운용

을 통합적으로 고려하여 PWM 최적화를 진행할 수 있다. 본 논문은 제안하는 PWM 방식의 전압 평면 상에서의 의미를 설명하고, 3상 지령과 삼각파 비교를 통하여 어떻게 제안된 PWM 방법이 구현될 수 있는지 기술한다. PWM 최적화는 출력되는 전류의 고조파 특성 및 스위칭 손실이 고려되었다. 제안된 회로 방식을 이용한 모의 실험과 실험에서, 제안된 PWM 방법은 기존의 PWM 방법에 비해 출력 전류의 THD가 10~40%에 이르는 감소를 보였다.

주요어: 더블 델타, 멀티레벨, 변압기, 유도기, 전류 제어, 최적화, 컨버터, 2
레벨, PWM

학 번: 2010-30985

목차

초록	i
목차	iv
제 1 장 도입	1
1.1 연구의 배경	1
1.2 논문의 목적	2
1.3 논문의 구성	4
제 2 장 더블 델타 전원에 연결된 권선 (Double Delta Source Winding, DDSW) [10]	6
2.1 제안된 전력 변환 회로의 구성	9
2.2 제안된 전력 변환 회로의 전압 출력	12
2.2.1 운전 주파수에서의 전압 출력	14
2.2.2 스위칭 주파수에서의 전압 출력	15
2.2.3 동상(common mode) 전압의 영향	19
2.3 기존 전력 변환 시스템과의 비교	22
2.3.1 수동 필터를 사용하는 시스템과의 비교	22
2.3.2 수동 필터를 사용하지 않는 시스템 간의 비교	28
제 3 장 DDSW의 변압기 응용	36
3.1 DDSW 응용에 적합한 변압기 사양	36
3.2 전력 제어를 위한 변압기 모델링	39
3.2.1 동기 좌표계 d-q 등가 모델링	40

3.2.2 동기 좌표계 상의 전력 제어.....	43
3.3 컨버터 사고 시 전력 제어.....	46
3.4 DDSW 내부 순환 전류 분석.....	50
3.5 DDSW의 정상 상태 전류 및 전압.....	52
3.6 실험 결과.....	57
3.6.1 실험 목적.....	57
3.6.2 실험 조건.....	57
3.6.3 실험 결과 검토.....	59
제 4 장 DDSW의 전동기 응용.....	70
4.1 토크 제어를 위한 유도기 모델링.....	70
4.1.1 동기 좌표계 d-q 등가 모델링.....	70
4.1.2 동기 좌표계 상의 토크 제어.....	77
4.1.3 동기 좌표계 상의 비간섭 제어기.....	80
4.2 컨버터 사고 시 토크 제어.....	83
4.3 실험 결과.....	86
4.3.1 실험 목적.....	86
4.3.2 실험 조건.....	86
4.3.3 실험 결과 검토.....	88
제 5 장 제안된 PWM 최적화 기법.....	102
5.1 최적화의 목적.....	102
5.2 제안된 PWM 방식.....	103
5.2.1 전압 평면 상의 의미.....	103
5.2.2 전압 벡터와 삼각파 구현.....	107
5.2.3 삼각파 비교를 위한 3상 지령.....	111
5.2.4 스위칭 횟수를 고려한 PWM 고조파 최적화.....	124
5.2.5 컨버터 전압 지령 차이에 대한 고려.....	137
5.3 실험 결과.....	144

5.3.1 실험 목적.....	144
5.3.2 변압기 실험 결과 검토.....	145
5.3.3 유도기 실험 결과 검토.....	157
제 6 장 결론 및 향후 연구.....	169
6.1 결론	169
6.2 향후 연구	171
참고 문헌.....	176
ABSTRACT.....	183

그림 목차

그림 2.1 다이오드 정류기 예시 - 12 펄스.....	6
그림 2.2 변압기를 이용한 인터리빙 운전.....	8
그림 2.3 변압기를 이용한 인터리빙 운전 - 결선도.....	10
그림 2.4 제안된 회로 결선 방식.....	10
그림 2.5 제안된 회로 결선 방식 - 2 차단 권선만 고려 시.....	11
그림 2.6 rst 컨버터 비활성화 시 등가회로.....	12
그림 2.7 abc 컨버터 비활성화 시 등가회로.....	13
그림 2.8 페이지 공간 상의 상 전압, 선간 전압 및 권선 전압.....	15
그림 2.9 실험에 사용된 6 kVA 3권선 변압기.....	17
그림 2.10 기존 결선 방식에 의한 권선 전압.....	17
그림 2.11 제안된 결선 방식에 의한 권선 전압.....	17
그림 2.12 기존 결선 방식에 의한 전류 파형.....	19
그림 2.13 제안된 결선 방식에 의한 전류 파형.....	19
그림 2.14 동상 전압의 인가.....	21
그림 2.15 abc 컨버터와 rst 컨버터의 동상 전류.....	22
그림 2.16 제안된 방식에 의한 4 MW BESS 시스템.....	23
그림 2.17 제안된 회로 방식을 이용한 다권선 변압기 확장.....	23
그림 2.18 수동 필터를 사용하는 4 MW BESS 시스템.....	24
그림 2.19 변압기를 이용한 멀티레벨 시스템:	29
그림 2.20 변압기를 이용한 멀티레벨 시스템 - 상당 등가회로:.....	29

그림 2.21 제안된 회로 방식의 1차단 전류에 작용하는 전압 벡터:.....	31
그림 2.22 개방 권선 방식의 1차단 전류에 작용하는 전압 벡터:.....	32
그림 3.1 다권선 변압기 예시: (a) 코어 및 권선, (b) 상당 등가회로.	37
그림 3.2 잘못 제작된 다권선 변압기 예시.....	38
그림 3.3 임피던스 균형을 고려한 3권선 변압기:	39
그림 3.4 변압기 2차단 권선의 전압 및 전류.....	41
그림 3.5 컨버터 1기 동작 시 변압기 2차단 권선의 전압 및 전류.....	47
그림 3.6 계통 전압의 페이지 합.....	48
그림 3.7 DDSW 내부 순환 전류.....	52
그림 3.8 컨버터 전류와 권선 전류의 페이지 다이어그램 1:.....	54
그림 3.9 권선 전압의 페이지 다이어그램 1:	54
그림 3.10 컨버터 전류와 권선 전류의 페이지 다이어그램 2:.....	56
그림 3.11 권선 전압의 페이지 다이어그램 2:.....	56
그림 3.12 실험을 위한 소용량 변압기.....	58
그림 3.13 실험용 소용량 컨버터.....	58
그림 3.14 정격 유효 전력 출력 1.....	60
그림 3.15 정격 유효 전력 출력 2.....	61
그림 3.16 정격의 50% 유효 전력 출력.....	61
그림 3.17 진상 무효 전력 출력 예시.....	63
그림 3.18 지상 무효 전력 출력 예시.....	63
그림 3.19 정상 운전 시 컨버터 전류 및 계통 전류.....	64
그림 3.20 사고 운전 시 컨버터 전류 및 계통 전류.....	64

그림 3.21 정상 운전 시 컨버터 측 권선 전압.....	66
그림 3.22 사고 운전 시 컨버터 측 권선 전압.....	66
그림 3.23 정상 운전 시 컨버터 측 권선 전압 - 주파수 특성.....	68
그림 3.24 사고 운전 시 컨버터 측 권선 전압 - 주파수 특성.....	68
그림 4.1 직렬-병렬 전환형 유도기의 2극 모델.....	71
그림 4.2 더블 델타 권선에 의한 동기 좌표계 유도기 등가회로.....	77
그림 4.3 유도 전동기 및 부하모터.....	87
그림 4.4 분리된 3상 델타 결선 시 컨버터 전류.....	89
그림 4.5 DDSW에 따른 결선 시 컨버터 전류.....	89
그림 4.6 분리된 3상 델타 결선 시 권선 전압.....	90
그림 4.7 DDSW에 따른 결선 시 권선 전압.....	90
그림 4.8 팬/펌프 모의 실험 - 속도 및 부하.....	94
그림 4.9 팬/펌프 모의 실험 - d-q 전류.....	94
그림 4.10 팬/펌프 모의 실험 - 컨버터 전류 확대.....	95
그림 4.11 전류 제어 특성 - 기존의 방법.....	97
그림 4.12 전류 제어 특성 - 제안된 방법.....	97
그림 4.13 정상 운전 시 컨버터 전류.....	98
그림 4.14 사고 운전 시 컨버터 전류.....	98
그림 4.15 정상 운전 시 권선 전압.....	100
그림 4.16 사고 운전 시 권선 전압.....	100
그림 5.1 각 컨버터 출력 및 합 벡터 - 인터리빙 방식.....	104
그림 5.2 컨버터 별 사용 전압 벡터 및 순서 - 인터리빙 방식.....	104

그림 5.3 합 전압 지령 및 사용된 전압 벡터 – 인터리빙 방식.....	105
그림 5.4 각 컨버터 출력 및 합 벡터 – 제안된 방식.....	106
그림 5.5 컨버터 별 사용 전압 벡터 및 순서 – 제안된 방식.....	106
그림 5.6 합 전압 지령 및 사용된 전압 벡터 – 제안된 방식.....	107
그림 5.7 삼각파 반주기 동안의 3상 전압 지령.....	108
그림 5.8 전압 벡터와 3상 전압 지령.....	109
그림 5.9 제안된 PWM 방식에서 각 컨버터의 역할 분담:.....	114
그림 5.10 합 벡터 합성을 위한 전압 평면.....	118
그림 5.11 제안된 PWM 방식에서 각 컨버터의 역할 분담:.....	125
그림 5.12 SS1 영역의 PWM 패턴 1:	127
그림 5.13 SS1 영역의 PWM 패턴 2:	128
그림 5.14 맥동 지표 산출을 위한 모의 실험.....	130
그림 5.15 전압 지령 차이에 의한 합 전압 벡터의 차이 – 예시 1.....	138
그림 5.16 전압 지령 차이 시 벡터 분해 – 예시 1.....	139
그림 5.17 전압 지령 차이 시 $2T_{pivot}$ 동안의 합 전압 출력 – 예시 1.....	139
그림 5.18 전압 지령 차이에 의한 합 전압 벡터의 차이 – 예시 2.....	140
그림 5.19 전압 지령 차이 시 $2T_{pivot}$ 동안의 합 전압 출력 – 예시 2.....	141
그림 5.20 중심 벡터 공유 시 $2T_{pivot}$ 동안의 합 전압 출력 – 예시 1.....	142
그림 5.21 중심 벡터 공유 시 $2T_{pivot}$ 동안의 합 전압 출력 – 예시 2.....	142
그림 5.22 변압기 응용에서 컨버터 전류 및 계통 전류 1-1:	146
그림 5.23 변압기 응용에서 컨버터 전류 및 계통 전류 1-2:	147
그림 5.24 직류단 전압이 260 V일 때 변압기 권선 전압:.....	148

그림 5.25 변압기 응용에서 컨버터 전류 및 계통 전류 2-1:.....	150
그림 5.26 변압기 응용에서 컨버터 전류 및 계통 전류 2-2:.....	150
그림 5.27 직류단 전압이 190 V일 때 변압기 권선 전압:.....	152
그림 5.28 기존 PWM 방법에 의한 출력 전류: 컴퓨터 모의 실험.....	154
그림 5.29 제안된 PWM 방법에 의한 출력 전류 1: 컴퓨터 모의 실험.....	154
그림 5.30 제안된 PWM 방법에 의한 출력 전류 2: 컴퓨터 모의 실험.....	156
그림 5.31 기존 PWM 방법에 의한 컨버터 전류: 유도기 정격의 1/3 주파수.	159
그림 5.32 제안된 PWM 방법에 의한 컨버터 전류: 유도기 정격의 1/3 주파수.	159
그림 5.33 기존 PWM 방법에 의한 컨버터 전류: 유도기 정격의 2/3 주파수.	160
그림 5.34 제안된 PWM 방법에 의한 컨버터 전류: 유도기 정격의 2/3 주파수.	160
그림 5.35 기존 PWM 방법에 의한 컨버터 전류: 유도기 정격 주파수.....	161
그림 5.36 제안된 PWM 방법에 의한 컨버터 전류: 유도기 정격 주파수.....	161
그림 5.37 기존 PWM 방법에 의한 권선 전압: 유도기 정격의 1/3 주파수...	163
그림 5.38 제안된 PWM 방법에 의한 권선 전압: 유도기 정격의 1/3 주파수.	163
그림 5.39 기존 PWM 방법에 의한 권선 전압: 유도기 정격의 2/3 주파수...	164
그림 5.40 제안된 PWM 방법에 의한 권선 전압: 유도기 정격의 2/3 주파수.	164
그림 5.41 기존 PWM 방법에 의한 권선 전압: 유도기 정격 주파수.....	165

그림 5.42 제안된 PWM 방법에 의한 권선 전압: 유도기 정격 주파수.....	165
그림 5.43 5MW 유도기 모의 실험 시 전류 – 기존의 PWM 방법.....	167
그림 5.44 5MW 유도기 모의 실험 시 전류 – 제안된 PWM 방법.....	167
그림 5.45 5MW 유도기 모의 실험 시 토크 – 기존의 PWM 방법.....	168
그림 5.46 5MW 유도기 모의 실험 시 토크 – 제안된 PWM 방법.....	168

표 목차

표 2.1 토폴로지 간 비교 – 부품 가격 및 부피.....	24
표 2.2 토폴로지 간 비교 – 전력 손실.....	25
표 2.3 토폴로지 간 비교 – 제어 및 설계 부담.....	26
표 2.4 토폴로지 간 비교 – 사고 시 관리의 수월성.....	27
표 4.1 실험에 사용된 유도기 제정수.....	92
표 4.2 부하 토크 변화에 따른 유도기 토크 지령 변화 (1200r/min 운전).	93
표 5.1 영역별 $4T_{pivot}$ 당 3상의 스위칭 횟수.....	129
표 5.2 SS1에서 맥동 지표의 RMS – UC와 MA.....	132
표 5.3 SS1에서 고조파 특성의 우월도 – UC와 MA.....	133
표 5.4 SS1에서 고조파 특성의 우월도 – UC와 DC.....	135
표 5.5 SS1을 제외한 영역에서 고조파 특성의 우월도 – UC와 DC.....	136
표 5.6 PWM 방법에 따른 반도체 소자 손실 비교.....	156
표 5.7 기존의 PWM 방법에 의한 컨버터 전류 특성.....	158
표 5.8 제안된 PWM 방법에 의한 컨버터 전류 특성.....	158
표 5.9 기존의 PWM 방법에 의한 권선 전압 특성.....	162
표 5.10 제안된 PWM 방법에 의한 권선 전압 특성.....	162

제 1 장 도입

1.1 연구의 배경

최근 국가적으로 대용량 에너지 저장 장치(energy storage system, ESS)에 대한 관심이 크게 증가하고 있다[1], [2]. 에너지 저장 장치는 계통에 연결되어 여러 가지 기능을 할 수 있는데[3], 그 중에서도 주파수 조정(frequency regulation) 기능은 ESS의 빠른 동특성으로 인한 장점에 더해 경제적으로도 이점을 지니는 것으로 알려져 있다[4], [5]. 이러한 주파수 조정 기능은 에너지 저장 장치가 계통 운전 참여 시 한번에 최대 십수분 정도 운전할 것이 기대되므로[5], [6], 여러 가지 에너지 저장원 중에서도 배터리가 이점을 지닐 수 있다[7].

배터리는 직류 전압원으로서, 교류 계통에 연결되기 위해서는 전력 변환 장치로 컨버터(converter)의 사용이 필수적이다. 이러한 컨버터는 출력 전압과 전류에 있어서 전력 변환에 필요한 기본파 성분 외에 맥동(ripple) 성분을 포함하게 되는데, 이러한 맥동 저감을 위해 일반적으로 스위칭 주파수를 높이고 수동 필터(passive filter)를 사용하는 전략을 취한다[8], [9].

주파수 조정용으로 배전급 계통에 연결되어 기능하는 에너지 저장 장치는 기본적으로 수 MW 이상의 대용량 시스템으로, 전류 맥동을 줄이기 위한 기존의 방법들은 다음과 같은 제약을 받게 된다. 첫째로, 컨버터의 스위칭 주파수

는 소용량 시스템보다 상대적으로 낮은 값에서 선정되어야 한다. 이것은 컨버터의 스위칭 손실이 전체 손실에서 차지하는 퍼센트 비중에서 작더라도, 대용량으로 갈수록 와트(Watt) 단위의 절대적인 손실값에서는 매우 커지면서 소자의 전력 밀도(power density)가 급격히 증가하기 때문이다. 이에 따라 컨버터의 전반적인 방열이 문제가 되므로 스위칭 주파수의 증가는 현실적으로 제한될 수 밖에 없다. 둘째로, 수동 소자들의 역할은 최소화 되어야 한다. 수동 소자의 부피는 처리하는 에너지량에 비례하게 되는데, 대용량으로 가면서 부피와 무게의 증가로 제작 및 설치에 큰 부담이 생기게 된다. 시스템이 설치되는 패널(panel) 상의 공간 절약과 설치 구성물들이 버틸 수 있는 하중을 만족해야 한다. 이러한 이유로, 효율적인 대용량 시스템 구성을 위해서는 소용량 시스템과는 다른 관점에서 토폴로지(topology) 연구가 필요하다.

본 연구는 낮은 스위칭 주파수에서 최소한의 수동 소자를 사용하여 대용량 전력 변환이 가능한 방법을 모색하기 위해 시작되었다.

1.2 논문의 목적

본 논문은 대용량 전력 변환에서 컨버터의 병렬 운전이 필수적이라고 전제하였다. 전력용 반도체 기반의 스위칭 소자는 전압 및 전류의 정격에 있어 한계가 있으므로, 하나의 스위칭 소자가 감당할 수 없는 전류를 흘리기 위해서는 소자의 병렬이 필수적이다. 직렬 운전보다 병렬 운전을 필수적이라 전제한 것은, 본 연구가 대상으로 하는 응용이 고전압 저전류 조건보다 저전압 고전류 조건의 대용량 시스템이기 때문이다.

앞서 언급하였듯, 본 연구의 근본적인 배경은 주파수 조정을 위한 에너지

저장 장치의 배전급 계통 연결이다. 기본적으로 전압 변환 기능을 하면서 전기적인 절연(galvanic isolation)도 제공하는 변압기 역시 이러한 대용량 시스템 구성에서 필수적이라 가정하였다. 변압기에는 약간의 누설 인덕턴스(leakage inductance)가 존재하는데, 본 논문에서는 이러한 변압기의 누설 인덕턴스만으로도 기존의 수동 필터가 하던 역할을 충분히 대체할 수 있는 토폴로지를 제안하고자 한다.

제안하는 회로 방식은 전자기적(electromagnetic) 에너지 변환이 일어나는 다른 응용에도 적용이 가능한데, 대표적인 예로 전동기를 들 수 있다. 전동기 역시 고정자 권선에 흐르는 전류가 상호 인덕턴스(mutual inductance)를 통해 에너지를 전달하는 과정에서 누설 자속이 발생한다. 일반적으로 전동기 구동에는 최소화시켜야 할 추가적인 수동 소자는 없지만, 제안하는 회로 방식은 고정자 권선에 걸리는 전압 변화율(dv/dt) 및 맥동 전류에 영향을 주어 구동 시스템의 전반적인 효율 증가에 기여할 수 있다.

본 논문은 제안된 회로 방식이 적용된 변압기와 전동기 응용에서 전력 제어 방법을 논의하고 실험적으로 검증하는 것을 목적으로 한다. 제안하는 회로 방식이 기존의 컨버터 병렬 방식과 뚜렷한 차이를 보이는 근본적인 원리에 대해 회로 및 수식적으로 설명하고, 각 응용에서의 전력 제어를 위한 기본 모델링을 정립한다. 출력 고조파 특성 및 스위칭 손실적인 측면을 고려한 PWM 최적화 방법에 대한 논의도 진행한다. 대부분의 논의에 대해서 컴퓨터 모의 실험과 실제적인 실험을 통해 그 타당성을 검증한다.

1.3 논문의 구성

본 장 이후의 논문 구성은 다음과 같다.

2장에서는 우선 회로도를 이용해 제안하는 회로 방식이 가지는 독자성을 설명한다. 중첩의 원리(superposition principle)를 이용하면 각 권선에 인가되는 전압을 구할 수 있는데, 이로부터 제안하는 회로 방식의 운전 주파수 및 스위칭 주파수 대역의 전압 변화를 설명할 수 있다. 또한, 제안된 회로 방식을 이용하여 대용량 시스템을 구성할 때, 다른 회로 방식들과 어떠한 차이를 보이는지 정성적인 비교를 진행한다.

3장에서는 제안된 회로 방식의 변압기 응용에 대해서 다룬다. 제안하는 회로 방식을 적용하기 위해서는 다권선 변압기가 사용되어야 하는데, 실제적인 구현을 위해 다권선 변압기 설계 시 고려되어야 할 사항들에 대해 언급한다. 계통에 연결된 컨버터는 기본적으로 유/무효 전력 제어가 가능해야 하므로, 제안된 회로에서 유/무효 전력 제어를 위한 전류 제어 방법을 제시한다. 전력 제어 방법은 하나의 컨버터가 탈락하고 나머지 하나의 컨버터만 동작할 때의 상황에서도 논의된다. 제안하는 제어 방법들은 실제 변압기와 컨버터로 구성된 축소 모델 시스템에서 얻어진 실험 결과들을 통해 그 타당성을 검토한다.

4장에서는 제안된 회로 방식의 전동기 응용에 대해서 다룬다. 유도기는 기동 방법에 따라 다양한 결선 조합으로 설계 및 제작된다. 하나의 전동기로 220V 또는 440V에 연결하기 위해 고정자 권선이 6개로 나뉘진 유도기는 이미 20 kW 이하의 소용량 응용에서도 양산되어 시판 중이며, 수백 kW이상의 대용량 전동기는 기동의 편의성 또는 다양한 전압에서의 구동 가능성을 위하여 상

당(per phase) 2개의 권선씩 6개의 권선 단자가 외부에서 직/병렬 또는 델타(delta)/와이(wye) 결선이 가능하도록 설치되어 있다. 이러한 전동기 구조에서는 권선 구성의 특별한 개조(remodel) 없이, 제안된 회로 방식을 곧바로 적용하여 그 유효성을 검토할 수 있다. 그에 따라 전동기에 대한 논의는 유도기를 중심으로 진행되고, 제안된 회로 구성에 따른 유도기의 벡터 제어 방법을 제시한다. 전동기 구동 역시 변압기의 경우와 마찬가지로 컨버터 한 대가 탈락된 사고 상황에서의 운전을 고려한다.

5장에서는 제안된 회로 방식에 참여하는 양쪽 컨버터의 PWM을 통합적인 관점에서 최적화하는 방법을 검토한다. 하나의 컨버터가 출력하는 전압은 제안된 결선 방식에 의해 전기적으로 여러 권선에 영향을 주는 동시에 자기(magnetic) 회로를 통해서도 모든 권선에 영향을 준다. 이러한 전자기적 결합을 고려하여, 고조파 맥동 및 스위칭 손실을 최소화할 수 있는 PWM 기법을 제안하고, 다양한 컴퓨터 모의 실험과 실제 실험을 통해 그 타당성을 검토하도록 한다.

마지막으로, 6장에서는 본 논문의 연구 결과에 대해서 정리한 후 향후 연구에 대하여 기술한다.

제 2 장 더블 델타 전원에 연결된 권선 (Double Delta Source Winding, DDSW) [10]

계통 전류의 고조파 맥동을 줄이고 높은 전압을 감당하기 위해 변압기를 사용한 사례로, 멀티펄스 다이오드 정류기(multipulse diode rectifier)를 들 수 있다. 그림 2.1은 12 펄스 다이오드 정류기를 나타낸 것으로, 변압기 2차측 와이 결선된 3상 전압에 대해서 델타 결선된 3상 전압은 위상에서 30도의 차이가 존재한다. 이러한 위상 차이를 이용해 다이오드가 도통하는 구간을 엇갈리게 만들면, 계통으로부터 공급되는 전류의 고조파 특성을 개선할 수 있다. 델타와 와이 결선 외에도 지그재그(zig-zag) 결선을 활용하면 펄스의 수를 늘릴 수 있는데, 변압기 제작비 증가 대비 성능 향상을 고려할 때 30펄스 이상의 다이오드 정류기는 거의 고려되지 않는다[11]. 현실적으로 구현 가능한 다이오드 정류기는 18펄스 이하로 생각할 수 있다.

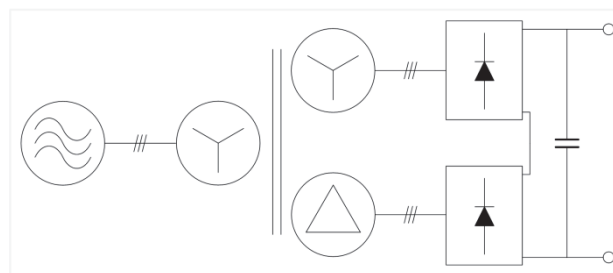


그림 2.1 다이오드 정류기 예시 - 12 펄스.

계통으로부터 다이오드 정류기로 입력되는 전류의 특성은 다이오드의 도통 시점을 바꿈으로써 변화시킬 수 있는데, 다이오드 정류기는 계통 전압에 의해 온/오프가 수동적으로 결정된다. 즉, 정류기 측 변압기의 결선을 그림 2.1과 같이 바꾸는 첫번째 이유는 다이오드 도통 시점을 조절하여 정류기마다 직류단 전압에 영향을 주는 시점을 엇갈리도록 하기 위함이다. 또한, 그림 2.1의 델타 결선을 이용하면 변압기 권선 전류의 위상을 정류기 전류의 위상과 다르게 변화시킬 수 있는데, 변압기의 코어(core)를 통해 각 정류기 전류가 합쳐지는 과정에서 계통 전류의 고조파 특성이 향상될 수 있다. 현재는 전력용 반도체 기술의 발전으로 계통 연계형 컨버터에 다이오드 대신 온/오프가 자유로운 스위치 소자가 수 kHz 이상의 스위칭 주파수로 동작할 수 있다. 스위칭 주파수가 운전 주파수보다 충분히 높으면, 운전 주파수의 저차 고조파 성분보다 스위칭 주파수에 연관된 PWM 고조파 성분들이 출력 맥동의 대부분을 차지하게 된다 [12]. 따라서 계통 연계형 컨버터의 전류 고조파 위상은 주로 PWM 삼각파의 위상 조절을 통해 변화시킬 수 있다.

본 논문에서 제안하는 토폴로지는 변압기를 이용해 자속을 합치는 과정에서 PWM 맥동을 상쇄하려는 전략을 바탕으로 한다. 대용량 시스템에서 병렬 연결된 컨버터의 인터리빙을 통해 스위칭 주파수를 낮추는 전략은 널리 알려진 기술이다[13]. 이것은 여러 대의 컨버터에서 PWM 삼각파의 위상을 서로 다르게 설정한 후 각 컨버터의 전류를 합쳐서 하나로 출력하는 것이다. 각 컨버터 전류의 맥동 변화 양상은 삼각파의 위상 변화에 큰 영향을 받는다는 사실을 이용하여, 컨버터 출력 전류를 합치는 과정에서 전류 맥동을 상쇄할 수 있도록 컨버터 간 삼각파의 위상을 조정하게 된다. 인터리빙을 통해 고조파 특성

을 최적화 하기 위해서는 운전 조건에 따라 삼각파 간의 위상 차이를 조절해야 할 수도 있다[14]. 병렬 연결된 컨버터의 전류를 전기적으로 합치는 방법은 순환(circulating) 전류가 발생하여 문제가 될 수 있다[15]. 그림 2.2와 같이 변압기를 통해 컨버터의 전류를 자기적으로(magnetically) 합치게 되면, 변압기의 전기적 절연 덕분에 하나의 직류원으로도 순환 전류없이 인터리빙 운전이 가능하다. 그림 2.1과 달리 그림 2.2의 변압기는 컨버터 측 결선이 델타로 동일한데, 변압기의 결선 변화가 없더라도 다양하게 온/오프 제어가 가능한 스위치 소자를 사용하여 전류 고조파의 위상을 조절할 수 있기 때문이다.

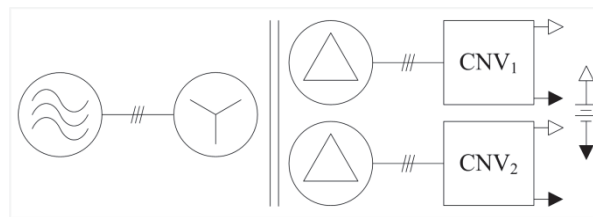


그림 2.2 변압기를 이용한 인터리빙 운전.

본 연구의 배경 목적인 부가적인 수동 필터를 변압기의 누설 인덕턴스로 대체하고자 하는 시도는 그림 2.2와 같은 구조에서 출발하였다. 수동 필터의 역할을 변압기의 누설 인덕턴스가 대신하게 되므로, 수동 필터에서 발생하던 전력 변환 손실은 변압기 손실에 추가적으로 포함되게 된다. 계통 연계형 컨버터는 선형적으로 생성 가능한 최대 전압 대비 실제 출력 전압의 크기인 변조지수(modulation index, MI)가 주로 0.7 V/V 이상인 상황에서 동작하는 것으로 생각할 수 있다. 이러한 변조지수 조건에서 PWM 전압이 변압기에 직접 인가되면, 정현파 전압이 인가되는 경우에 비해 철손(iron loss)이 최대 20~30% 가

량 증가하는 것으로 생각할 수 있다[16], [17].

인터리빙 효과는 합쳐진 전류 또는 자속에서만 나타나는 것으로, 합쳐지기 전의 개별 컨버터 전류는 여전히 큰 맥동 전류를 포함하고 있을 수 밖에 없다. 이러한 컨버터 전류의 커다란 맥동은 최대 전류치를 증가시키므로, 전류의 기본파 크기 대비 다소 큰 정격의 스위칭 소자를 사용해야 한다. 또한, 전류 맥동이 클수록 전류 실효치(root mean square, RMS)도 커지므로, 실효치의 제곱에 비례하여 늘어나는 권선의 동손(copper loss) 및 반도체 소자의 도통 손실(conduction loss)이 컨버터와 변압기/전동기 권선 설계에 있어 큰 부담으로 작용한다.

본 논문에서 제안하는 회로 방식은 인터리빙을 이용하여, 전자기적으로 합쳐지는 자속 뿐 아니라 개별 컨버터의 전류 맥동도 동시에 저감할 수 있다.

2.1 제안된 전력 변환 회로의 구성

그림 2.3은 그림 2.2에서 변압기 권선 및 컨버터 간의 결선을 상세히 묘사한 그림이다. 전압에서 크기가 같고 위상이 각각 120도 차이를 보이는 하나의 3상 권선은 α , β , γ 로 표시되었다. 예를 들어, α_p 를 1차단 권선이라 할 때, α_1 과 α_2 는 2차단 권선들로서 α_p 에 대해서 권선 비(turn ratio)에 해당하는 전압의 크기 차이는 나지만 α_p 와 동일한 전압의 위상을 보인다. 그림에 보여지듯, 전력 변환에 참여하는 abc 컨버터와 rst 컨버터는 하나의 변압기에 연결되어 있지만 전기적으로 분리되어 있어, 하나의 직류원을 사용하여 전력 변환이 가능하다.

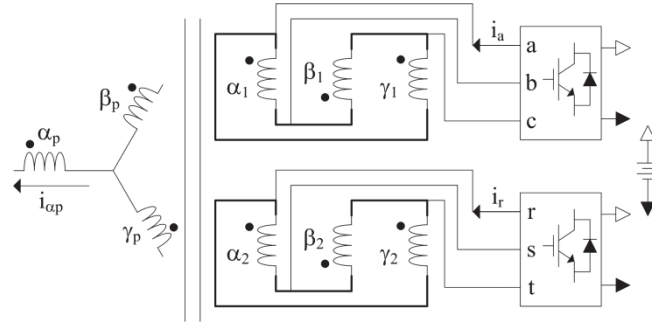


그림 2.3 변압기를 이용한 인터리빙 운전 - 결선도.

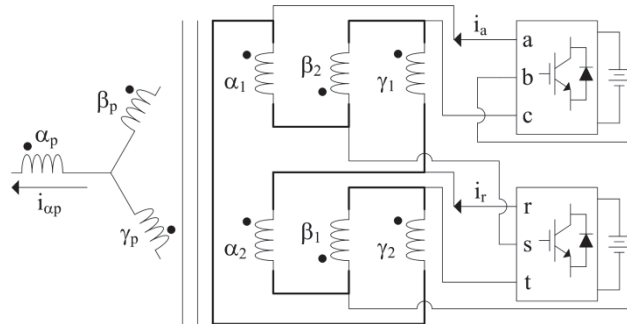


그림 2.4 제안된 회로 결선 방식.

그림 2.4는 제안된 회로 결선 방식을 나타내고 있다. 그림 2.3과 비교하면, 동일한 변압기와 컨버터가 사용되지만 결선 방식의 변화로 컨버터 간의 전기적인 분리는 사라져 둘 이상의 독립된 직류원이 필요하다. 배터리 에너지 저장 장치(Battery ESS, BESS) 구성의 관점에서 그림 2.3의 방식과 비교할 때, 이것은 직류 차단기 개수 증가 및 직류단 필터 사이즈 증가를 의미하나, 복수의 직류 전원 구성이 가지는 신뢰성(reliability) 제고는 장점으로 간주될 수 있다.

그림 2.4의 회로 구성도만으로는 제안된 결선 방식의 장점을 직관적으로 이해하기가 쉽지 않다. 그림 2.3과 그림 2.4는 변압기의 1차단 결선이 동일하므로, 2차단 결선에서의 차이를 검토할 필요가 있다. 그림 2.4의 2차단 권선끼리

의 연결을 도시하면 그림 2.5와 같다.

그림 2.5에서 권선 및 전원의 방향은 각 전압의 위상과 아무런 관련이 없고, (a)와 (b)는 컨버터와 권선 간 결선이 동일한 상황에서 회전만 시킨 것이다. 각 컨버터마다 3상 델타 전원을 인가하므로, 본 논문에서는 이 회로를 더블 델타 전원에 연결된 권선(double delta source winding, DDSW)이라 부르기로 한다. 각 권선의 입장에서 권선의 양쪽 단자(terminal)에는 서로 다른 컨버터의 출력이 연결된다. 따라서 한 컨버터의 삼각과 위상을 변화시키면, 그 영향이 모든 2차단 권선에서 나타나게 된다. 반면에, 예를 들어, 그림 2.3에 설명된 기존의 방식에서는 abc 컨버터의 삼각과 위상 변화는 rst 컨버터에만 직접 연결된 $\alpha_2\beta_2\gamma_2$ 권선 전압에 전기적으로 전혀 영향을 줄 수 없다. 즉, 그림 2.3에 비해 그림 2.4의 제안된 연결 방식은 컨버터의 PWM 조정을 통해 2차단 권선에 인가되는 전압들에 직접적으로 보다 다양한 변화를 줄 수 있고, 이로 인해 컨버터 전류와 관련된 2차단 전류에서 맥동을 줄일 수 있는 여지가 생겨난다.

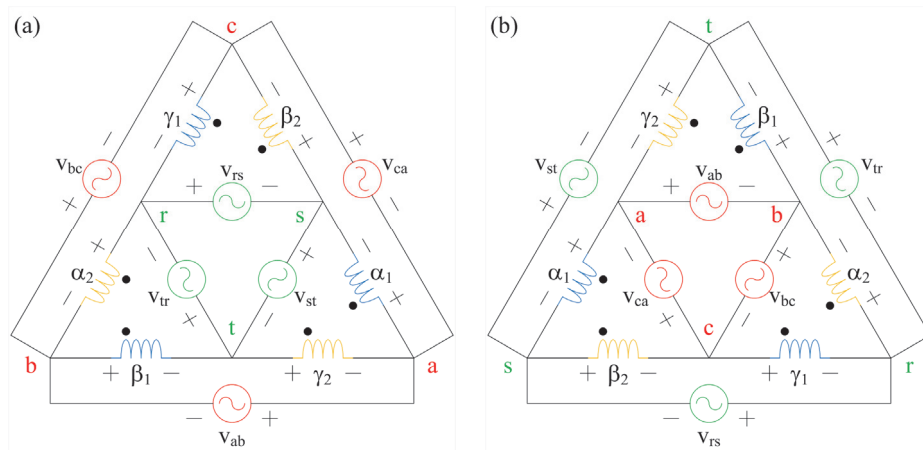


그림 2.5 제안된 회로 결선 방식 - 2 차단 권선만 고려 시.

2.2 제안된 전력 변환 회로의 전압 출력

본 연구에서 다루는 컨버터는 일차적인 출력이 전압이므로, 제안된 결선 방법에 의해 권선에 인가되는 전압에서 어떠한 차이가 나타나는지 자세히 살펴볼 필요가 있다. 컨버터에서 출력된 전압들이 어떻게 각 권선에 인가되는지를 파악하기 위해서 중요한 법칙은 중첩의 원리이다.

중첩의 원리는 선형(linear) 회로에서 여러 개의 전원(source)이 존재할 때, 각 소자에 흐르는 전압과 전류를 파악하는데 있어 유용하다. 예컨대, 한 전원이 미치는 영향을 나머지 전원들을 비활성화시킨(deactivation) 상태에서 살펴보게 된다. 3상 전압은 크기가 같고 위상이 120도 차이를 보이는 상호 의존적인(dependent) 전원으로, 비활성화 회로를 구성하는 과정에서 하나의 독립적인 전원으로 간주할 수 있다. 그림 2.6과 그림 2.7은 각각 rst 컨버터와 abc 컨버터가 비활성화 되었을 경우의 등가회로를 나타낸다.

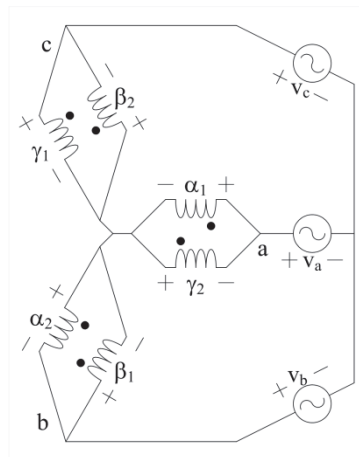


그림 2.6 rst 컨버터 비활성화 시 등가회로.

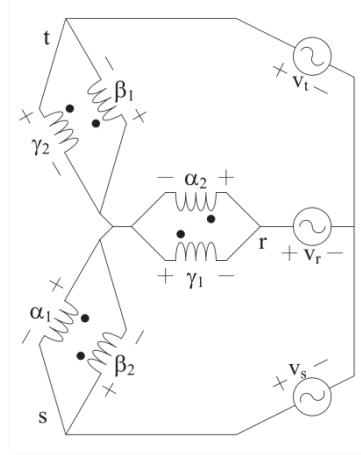


그림 2.7 abc 컨버터 비활성화 시 등가회로.

하나의 컨버터가 비활성화 되면, 변압기 2차단 권선들은 병렬 연결된 와이결선 형태를 이루게 되어 인가되는 전압을 쉽게 파악할 수 있다. 각 전원의 비활성화 결과를 중첩하면, 컨버터 출력에 의한 권선 전압을 (2.1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} v_{\alpha 1} = v_a - v_s \\ v_{\beta 1} = v_b - v_t \\ v_{\gamma 1} = v_c - v_r \end{cases} \quad (2.1-a)$$

$$\begin{cases} v_{\alpha 2} = v_r - v_b \\ v_{\beta 2} = v_s - v_c \\ v_{\gamma 2} = v_t - v_a \end{cases} \quad (2.1-b)$$

즉, $\alpha_1\beta_1\gamma_1$ 권선은 abc 컨버터 전압에서 rst 컨버터 전압을 뺀 형태로 전압이 인가되고, $\alpha_2\beta_2\gamma_2$ 권선은 rst 컨버터 전압에서 abc 컨버터 전압을 뺀 형태로 전압이 인가된다. 중첩의 원리로 구한 (2.1)의 권선 전압은 회로의 선형성이 유지되는 전제 아래, 모든 주파수에 대해서 성립한다.

2.2.1 운전 주파수에서의 전압 출력

운전 주파수는 전력 변환을 위해 이용하는 주요한 주파수를 의미하는 것으로, 변압기 응용에서는 계통 주파수가 이에 해당 된다. 오로지 하나의 주파수만 고려할 경우 전압을 페이저(phasor) 형태로 표시하여 연산하는 것이 편리하다. 각 컨버터의 전압이 (2.2)와 같이 주어질 때, 이 전압들을 (2.1)에 대입하여 정리하면 (2.3)을 얻을 수 있다.

$$\begin{cases} v_a = v_r = V_m \angle 0^\circ \\ v_b = v_s = V_m \angle -120^\circ \\ v_c = v_t = V_m \angle +120^\circ \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\begin{cases} v_{\alpha 1} = v_{\alpha 2} = \sqrt{3}V_m \angle 30^\circ \\ v_{\beta 1} = v_{\beta 2} = \sqrt{3}V_m \angle -90^\circ \\ v_{\gamma 1} = v_{\gamma 2} = \sqrt{3}V_m \angle 150^\circ \end{cases} \quad (2.3)$$

제안된 회로 방식에서 권선 전압은 컨버터가 출력하는 상 전압(phase voltage)에 대해 $\sqrt{3}$ 배의 크기에 30도의 위상 차이를 보이는데, 이것은 그림 2.8과 같이 일반적인 3상 전압에서 상 전압에 대해 선간 전압(line-to-line voltage)이 보이는 특성과 동일하다. 그림 2.3의 기존 회로 방식은 컨버터의 선간 전압이 권선에 직접 인가되는 경우이므로, 제안된 회로 방식은 기존 회로 방식과 직류단 전압 대비 선형적으로 출력 가능한 기본파 전압 범위가 동일하다. 또한, 변압기 권선의 결선을 바꾸면 권선 계수(winding factor)가 낮아지는 지그재그 변압기와 달리, 제안된 회로 방식은 결선을 바꾸기 전인 기존 회로 방식과 동일한 권선 계수를 유지할 수 있다. 본 절에서 강조하고자 하는 바는, 제안된 결선 방식이 기존의 결선 방식과 비교하여 기본적인 전력 제어 측면인 변압기 사용율에서 동일하다는 것이다.

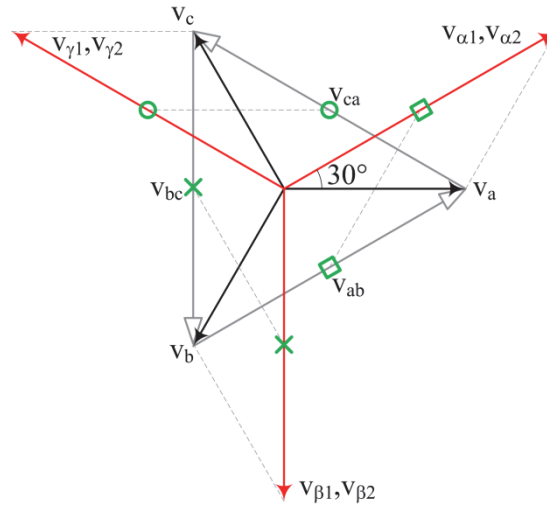


그림 2.8 페이저 공간 상의 상 전압, 선간 전압 및 권선 전압.

2.2.2 스위칭 주파수에서의 전압 출력

제안된 회로 방식은 PWM이 구현되는 스위칭 주파수 대역의 전압 변화에서 기존 회로 방식과 뚜렷한 차이를 보인다. 스위칭 주파수 대역에서의 전압 변화는 권선에 인가되는 전압을 스위칭 함수로 유도하여 파악할 수 있다. 그림 2.6과 그림 2.7의 비활성화 회로에서 권선은 와이 결선된 부하처럼 인식되는데, 입력되는 3상 전류의 합은 영(zero)이고 각 부하의 임피던스(impedance)가 동일하다고 가정할 때 2레벨 컨버터에 의해 부하에 인가되는 전압은 스위칭 함수로 표현할 수 있다[18]. 앞 장과 마찬가지로 비활성화된 회로의 전압을 중첩하여 나타내면 (2.4)와 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha 1} \\ v_{\beta 1} \\ v_{\gamma 1} \end{bmatrix} = \frac{V_x}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} + \frac{V_y}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \\ -2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_r \\ S_s \\ S_t \end{bmatrix} \quad (2.4-a)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha 2} \\ v_{\beta 2} \\ v_{\gamma 2} \end{bmatrix} = \frac{V_x}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \\ -2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} + \frac{V_y}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_r \\ S_s \\ S_t \end{bmatrix}. \quad (2.4-b)$$

수식 (2.4)에서 S_n 은 n 상의 스위칭 함수를 의미하고, V_x 와 V_y 는 각각 abc 컨버터와 rst 컨버터의 직류단 전압 크기를 의미한다. 그림 2.5를 통해 지적인 바와 마찬가지로, (2.4)를 살펴보면 한 컨버터의 스위칭 함수 변화는 모든 권선 전압에 영향을 미친다.

다양한 조합의 스위칭 함수를 대입하여 권선 전압의 변화를 관찰하면, 전압 합성 과정에서 사용 가능한 전체 전압 레벨을 파악할 수 있다. 두 컨버터의 직류단 전압이 같은 조건($V_x=V_y$)에서 다양한 스위칭 함수 조합을 대입해 보면, 제안된 방식은 $\pm 4V_x/3$, $\pm 3V_x/3$, $\pm 2V_x/3$, $\pm V_x/3$, 0 V의 9가지 전압 레벨이 출력 전압에서 나타난다. 컨버터 선간 전압이 권선에 바로 인가되는 기존 회로 방식(그림 2.3)에서는 권선 전압의 전압 레벨로서 $\pm V_x$ 와 0 V의 3가지 레벨만 사용 가능한 것을 고려할 때, 제안된 회로 방식에서 적절한 PWM 방법을 적용할 경우 전압 출력의 고조파 특성이 매우 향상될 수 있음을 알 수 있다.

그림 2.10과 그림 2.11은 분리된 2개의 직류원을 사용하여 각각 그림 2.3과 그림 2.4에 따라 변압기 권선과 컨버터를 결선하였을 때 α_1 권선에 인가되는 실제 전압을 측정한 결과를 나타내고 있다. 변압기는 그림 2.9의 6 kVA 정격의 3권선 변압기가 사용되었다. 이 변압기는 전압 변환비가 1:1로 110V 계통에 연결되었고, 각 컨버터는 직류단 전압이 190 V로 설정되었다. 또한, PWM에 사용되는 삼각파의 주파수는 2.5 kHz였고, 두 연결 방식 모두 인터리빙을 위해 컨버터의 삼각파들이 서로 180도 위상 차를 보이도록 구현하였다.



그림 2.9 실험에 사용된 6kVA 3권선 변압기.

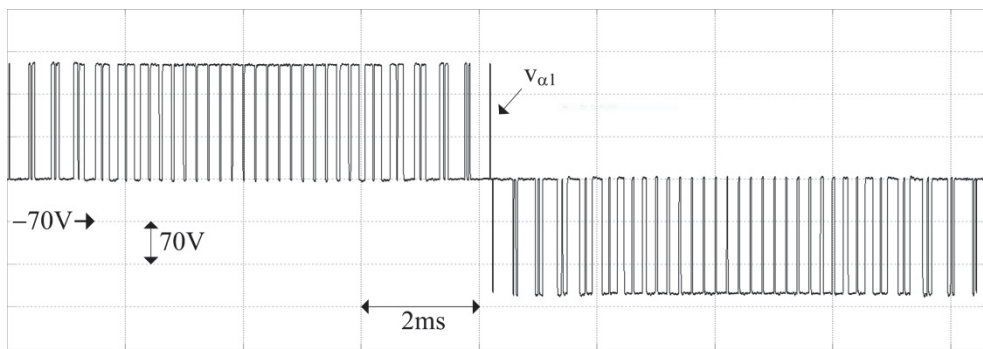


그림 2.10 기존 결선 방식에 의한 권선 전압.

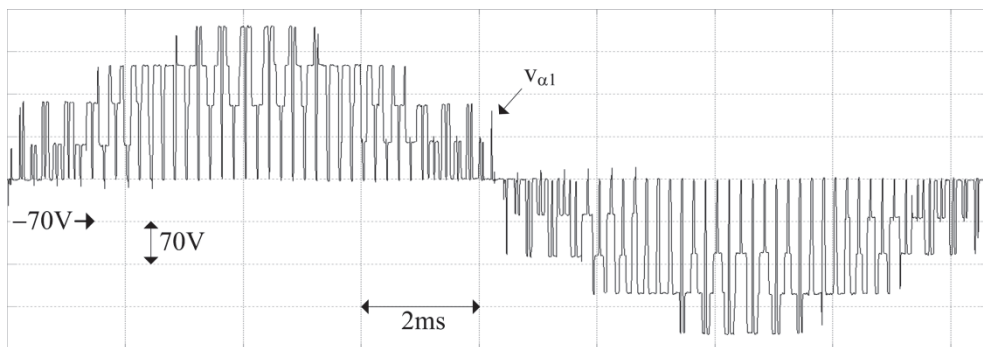


그림 2.11 제안된 결선 방식에 의한 권선 전압.

그림 2.10에 비해 그림 2.11의 전압이 보다 정현파에 가까운 모양을 나타내고 있는 것을 알 수 있다. 각 결선 방식에서의 권선 전압은 THD가 각각 65.9 %와 51.6 %로, 제안된 결선 방식에 의해 21.7 %의 감소를 보였다. 동일한 하드웨어와 소프트웨어를 사용하고 기본적인 전력 제어 성능은 동일하더라도, 변압기와 컨버터 사이의 결선을 단순히 바꾸는 것만으로 그림 2.10과 그림 2.11에 나타난 것처럼 변압기 권선에 인가되는 전압의 PWM 고조파 특성을 눈에 띄게 향상시킬 수 있다. 각각의 경우에 대한 컨버터 전류(i_a)와 계통 전류(i_{op})는 그림 2.12와 그림 2.13에 나타나 있다. 그림에서 각 컨버터는 계통에 정격의 전류를 공급하였다.

그림 2.12와 그림 2.13에서 i_{op} 는 계통의 α 상 전류로, 기존 회로 방식과 제안된 회로 방식에서의 THD는 6.7%와 6.8%로 거의 비슷하다. 본 연구는 인터리빙 전류가 합쳐지기 전의 개별 컨버터 전류를 감소시킬 목적에서 출발한 것으로, 그림 2.12와 그림 2.13에서 abc 컨버터의 A상 전류인 i_a 를 비교해 보면, THD가 10.2%에서 7.1%로 30.8% 감소하여 제안된 결선 방식이 당초 연구 목적에 부합하는 것을 확인할 수 있다. 감소된 전류 맥동은 반도체 손실 및 권선의 동손 저감에 기여할 수 있고, 동일한 전류 정격의 소자에서 보다 많은 기본파 전류를 흘릴 수 있다는 것을 의미한다.

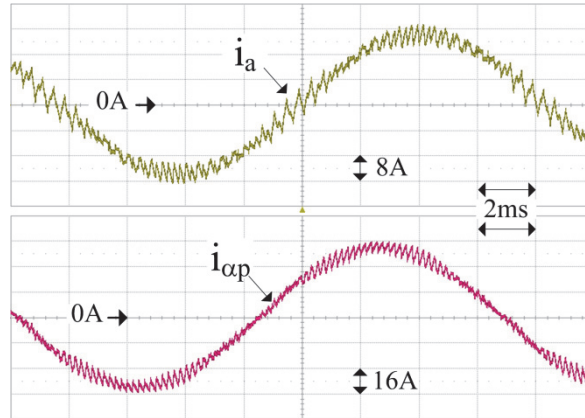


그림 2.12 기존 결선 방식에 의한 전류 파형.

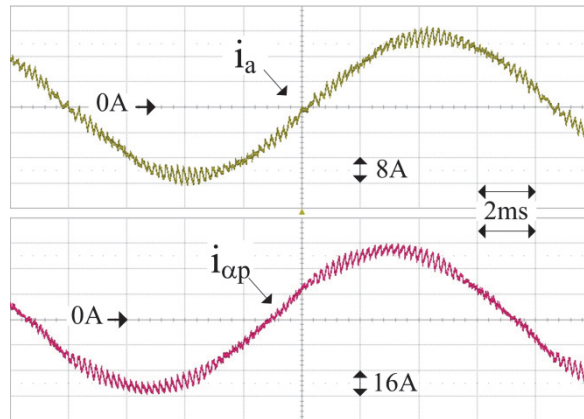


그림 2.13 제안된 결선 방식에 의한 전류 파형.

2.2.3. 동상(common mode) 전압의 영향

앞장에서 언급하였듯, 제안된 회로 방식은 두 컨버터 간의 전기적인 분리가 사라지는 단점이 있다. 따라서 제안된 회로에서 동상 전압이 어떠한 영향을 미치는지 명확히 분석해야 할 필요가 있다. 컨버터 출력 전압을 동상 전압과 동상 전압이 아닌 성분으로 (2.5)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{cases} v_a = v_{ae} + v_{cm1} \\ v_b = v_{be} + v_{cm1} \\ v_c = v_{ce} + v_{cm1} \end{cases} \quad (2.5-a)$$

$$\begin{cases} v_r = v_{re} + v_{cm2} \\ v_s = v_{se} + v_{cm2} \\ v_t = v_{te} + v_{cm2} \end{cases} \quad (2.5-b)$$

각 컨버터의 동상 전압이 서로 다를 수 있는 상황(v_{cm1} , v_{cm2})을 가정하였다. 수식 (2.5)의 전압들을 (2.1)에 대입하고 동상 전압 성분만 따로 분리해서 생각하면, (2.6)을 얻을 수 있다.

$$\begin{cases} v_{\alpha 1_cm} = v_{cm1} - v_{cm2} = v_{cms} \\ v_{\beta 1_cm} = v_{cm1} - v_{cm2} = v_{cms} \\ v_{\gamma 1_cm} = v_{cm1} - v_{cm2} = v_{cms} \end{cases} \quad (2.6-a)$$

$$\begin{cases} v_{\alpha 2_cm} = -v_{cm1} + v_{cm2} = -v_{cms} \\ v_{\beta 2_cm} = -v_{cm1} + v_{cm2} = -v_{cms} \\ v_{\gamma 2_cm} = -v_{cm1} + v_{cm2} = -v_{cms} \end{cases} \quad (2.6-b)$$

수식 (2.6)에 따르면, 컨버터 동상 전압 간의 차이(v_{cms})가 각 권선에 인가되는 것을 알 수 있다. 동상 전압의 부호를 반영하여 회로 상에 도시하면 그림 2.14와 같다. 컨버터 간 서로 분리된 중성점에 대하여 (2.6)의 전위가 인가되는 것으로 간주하여, 두 개의 컨버터 출력은 3상 와이 전원으로 가정하였다.

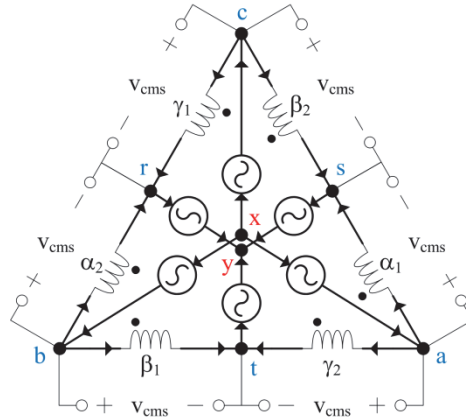


그림 2.14 동상 전압의 인가.

컨버터 간 동상 전압의 차인 v_{cms} 가 양의 값을 가져 권선에 영이 아닌 전류가 흐른다고 가정하면, 전류의 방향은 그림 2.14에 표시된 화살표 방향을 따른다. abc와 rst 노드(node)들에 KCL(Kirchhoff's current law)을 적용하면, 중성점인 x점과 y 점에 대한 전류 방향이 정해진다. 그런데 x 점에서는 영이 아닌 전류가 모두 들어오고, y 점에서는 영이 아닌 전류가 모두 나가게 된다. 이것은 KCL에 위배되는 것으로, 앞서 언급한 영이 아닌 전류에 대한 가정이 잘못되었음을 알 수 있다. 동상 전압 차가 음인 경우도 마찬가지이므로, 제안된 회로 방식에서 동상 전압으로 인한 전류는 흐르지 않는다.

그림 2.15는 그림 2.13의 실험 조건에서 얻은 파형으로, abc 컨버터와 rst 컨버터 각각의 3상 전류를 전류 프로브(probe)로 측정하고 더한 것이다. 그림에 나타난 3상 전류의 합은 동상 전류의 3배에 해당한다. 컨버터 전류가 $15.4A_{rms}$ 인 것에 비해 동상 전류는 $0.097A_{rms}$ 로 그 크기에서 무시 가능한 수준이다.

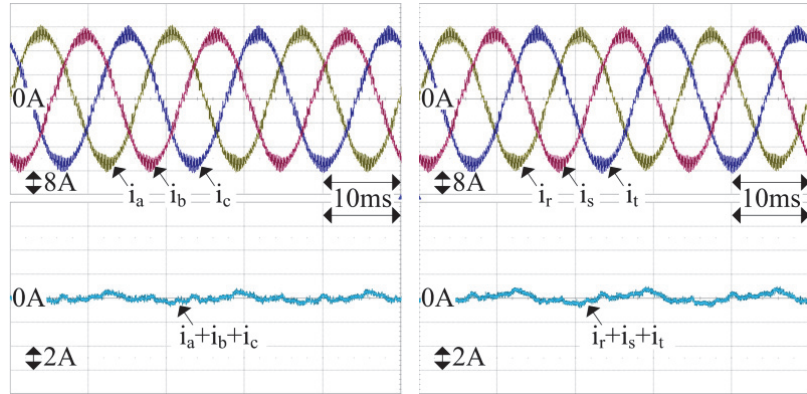


그림 2.15 abc 컨버터와 rst 컨버터의 동상 전류.

2.3 기존 전력 변환 시스템과의 비교

본 장에서는 제안된 회로 방식을 배터리 에너지 저장 장치(BESS)에 적용할 때, 기존의 방법으로 구성한 시스템들에 대해 어떠한 차이를 보이는지 정성적으로 서술하도록 한다.

2.3.1 수동 필터를 사용하는 시스템과의 비교

제안된 회로 방식을 활용하면 그림 2.16과 같이 4개의 1 MW 컨버터로 구성된 4 MW BESS 시스템을 구성할 수 있다. 배전급 고압 계통단에서 병렬로 연결하는 것은 추가적으로 인터리빙 효과를 얻기 위한 것이다. 제안된 회로 방식은 3권선 이상의 다권선 변압기를 활용한 구조로서 그림 2.17(b)와 같은 확장도 가능하다. 변압기 권선 수가 많아질수록 각 권선의 임피던스 간 균형적인 설계에 어려움이 있을 수 있으므로, 본 논문에서는 그림 2.16과 같이 각 변압기 출력 전류를 1차단에서 합치는 시스템을 기준으로 다른 시스템과의 비교

를 진행한다. 그림 2.16과 그림 2.17에서 인터리빙 효과를 위해서는 각 컨버터 간 삼각파의 위상 정보를 공유해야 한다.

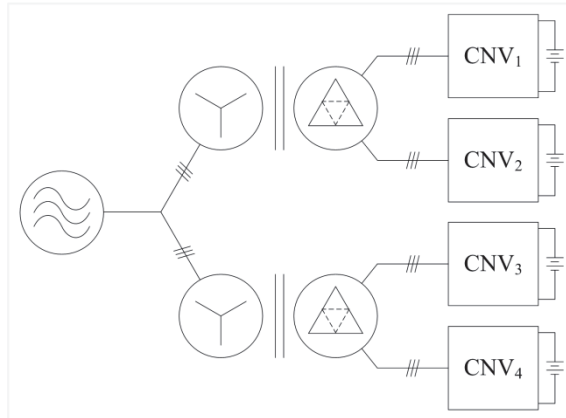


그림 2.16 제안된 방식에 의한 4 MW BESS 시스템.

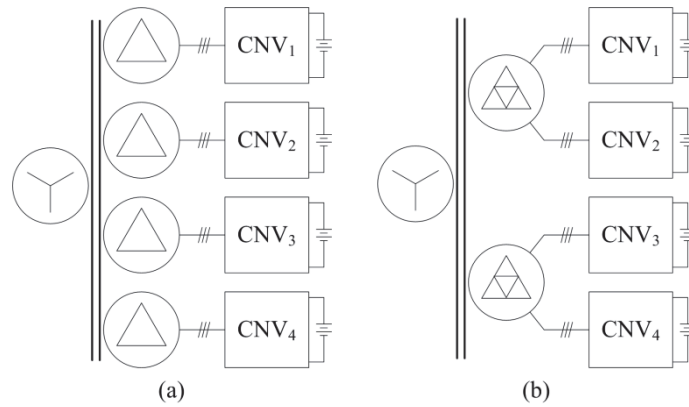


그림 2.17 제안된 회로 방식을 이용한 다권선 변압기 확장:

(a) 기존 연결 방식, (b) 제안된 연결 방식.

비교의 대상이 되는 수동 필터를 사용하는 시스템 구성은 그림 2.18과 같다. 동일한 동작을 하는 단위 컨버터를 여러 개 병렬하는 형태는 기존의 기술들로

쉽게 확장이 가능하여 널리 활용되고 있다[19]. 본 논문에서 비교군으로 검토하는 토폴로지는 컨버터가 T-타입 3레벨 컨버터이고[20], LCL 수동 필터 이후에 변압기 2차단에서 전기적으로 4개의 컨버터 출력이 묶이는 특징을 가지고 있다.

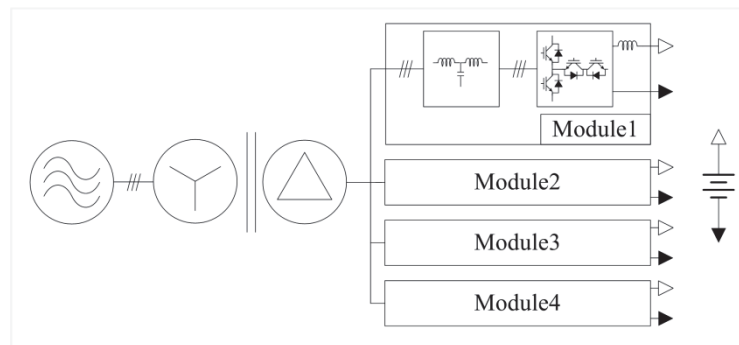


그림 2.18 수동 필터를 사용하는 4 MW BESS 시스템.

표 2.1 토폴로지 간 비교 - 부품 가격 및 부피.

항목	수동 필터 사용 방식	제안된 방식
수동 필터 소자	△	▼
교류 차단기	▼	△
직류 차단기	▼	△
스위칭 소자	△	▼
변압기	▼	△

표 2.1은 토폴로지 간의 부품 가격 및 부피 부담에 대한 비교를 나타내고 있다. 표에서 삼각형의 방향은 높고 낮음을 의미하고, 검은색으로 채워져 있는 쪽이 상대적인 비교에서 유리함을 의미한다. 통상적으로 별도 설치되는 변압

기를 제외하고 나머지 부품들로 전력 변환 시스템을 구성할 때, 제안된 방식은 수동 필터를 사용하지 않으므로 결선 및 방열이 간단해지고 부피 및 무게에서 장점을 보인다. 하지만, 직류단과 교류단이 여럿으로 나뉘어져 있다보니 과전류 또는 단락을 대비한 차단기가 상대적으로 많이 필요하게 된다. 반면에, 높은 효율을 얻기 위해 3레벨 컨버터를 사용하는 기존의 방법은 직류단 중성점을 연결하기 위한 반도체 소자가 더 필요하므로 스위칭 소자의 개수가 상대적으로 더 많아지게 된다. 제안된 방법은 4 MVA 변압기 1대를 사용하는 필터 사용 방식과 달리 2 MVA 변압기 2대를 필요로 하게 되므로, 변압기 설치 면적에 있어서는 더 넓은 공간을 필요로 한다.

표 2.2 토폴로지 간 비교 - 전력 손실.

항목	수동 필터 사용 방식	제안된 방식
캐패시터 손실	△	▼
인덕터 손실	△	▼
변압기 손실	▼	△
반도체 손실	△	▼

표 2.2는 전력 손실 부분에서의 비교를 나타내고 있다. 제안된 방식에서는 필터 캐패시터가 존재하지 않으므로, 수동 필터를 사용하는 방식에 존재하는 캐패시터의 무효 전력 손실이 없다. 제안된 방법은 필터 인덕턴스를 변압기의 누설 인덕턴스로 대체하기 위한 전략으로, 필터 인덕터의 손실 분이 변압기의 손실로 옮겨지게 된다. 하지만, 토폴로지마다 권선에 인가되는 전압 양상과 코어로 사용되는 물질 등의 조건에서 차이가 존재할 수 있으므로, 제안된 방식의 변압기 철손과 수동 필터를 사용하는 방식의 인덕터 철손을 정확히 비교하

기 위해서는 세심한 주의가 필요하다. 특히, 고주파 맥동에 대한 효율을 높이기 위해 변압기 코어로서 아몰퍼스(amorphous) 소재를 사용할 경우 재료비가 상승하게 된다. 수동 필터를 사용하는 방식은 컨버터 1기만 동작하더라도 관련 고조파 규정을 만족하도록 설계되므로, 인터리빙 효과를 이용해 고조파 규정을 만족하려는 제안된 방식에 비해 스위칭 주파수가 높을 수 밖에 없다. 그림 2.12와 그림 2.13의 비교에서 드러나듯, 제안된 방법은 일반적인 인터리빙 회로에 비해 컨버터의 맥동 전류를 줄여주는 효과가 있으므로, 상대적으로 높은 스위칭 주파수에서 동작해야 하는 수동 필터를 사용하는 방식에 비해 반도체 손실에서 이점을 보일 수 있다.

표 2.3 토폴로지 간 비교 - 제어 및 설계 부담.

항목	수동 필터 사용 방식	제안된 방식
부스바 레이아웃	△	▼
필터 공진	△	▼
순환 전류	△	▼
중성점 전압 제어	△	▼
다권선 변압기	▼	△
방열 구조	△	▼

다음으로 살펴볼 부분은 표 2.3에 나타난 제어 및 설계에 있어서의 장단점 비교이다. 우선, 수동 필터 사용 방식은 배치해야 할 스위치 개수가 많다보니, 표류 인덕턴스(stray inductance) 최소화를 위한 직류단의 부스바(bus bar) 레이아웃 설계에 세심한 주의가 필요하다. 또한, 수동 소자의 사이즈를 줄이기 위해 사용되는 필터 캐패시터는 다른 인덕턴스 성분과 얹혀 공진의 가능성이 있는

데, 병렬 운전 시에는 좀더 복잡한 고려가 필요하다[21]. 필터 인덕턴스는 PWM 고조파 맥동을 제거하는 역할도 하지만, 병렬 운전시에는 컨버터 간의 순환 전류 방지의 차원에서도 고려되어야 한다. 덧붙여, 수동 필터를 사용하는 방식은 3레벨 컨버터를 사용하므로 직류단 전압을 나누어서 제어하는 중성점 전압 제어가 필수적이다. 이에 반해, 제안된 방식은 인터리빙을 통해 대칭적인 전류 고조파 특성을 얻으려면, 다권선 변압기의 균형적인 누설 인덕턴스 설계에 대한 고려가 필요하다. 방열 구조에 있어서는 스위치 개수가 많고 수동 소자로 인해 배치 및 결선이 복잡한 수동 필터 사용 방식이 좀더 복잡한 고려가 필요하다.

표 2.4 토폴로지 간 비교 - 사고 시 관리의 수월성.

항목	수동 필터 사용 방식	제안된 방식
컨버터 1기 탈락 운전	▲	▽
직류단 사고 운전	▽	▲
변압기 사고 운전	▽	▲
부품 교체	▽	▲

마지막으로 토폴로지 간에 비교할 항목은 표 2.4에 나타난 사고 시의 전력 변환 장치 운용이다. 비교 중인 두 토폴로지 모두 컨버터 1기가 탈락하더라도 지속적인 전력 변환에 있어서 문제가 되지 않는다. 다만, 제안된 방법은 최상의 인터리빙 효과를 유지하기 위해 PWM 상의 조정이 필요할 수 있다. 컨버터 외에 사고가 발생할 수 있는 지점은 배터리와 변압기로, 제안된 방식은 전력 전달 통로가 여럿으로 나뉘어져 있으므로 이러한 종류의 사고에 대해서는 장점을 띄게 된다. 즉, 앞서 표 2.1의 차단기와 변압기 개수가 늘어나는 단점은

제안된 방식의 사고 시 신뢰성을 높이는 장점으로 작용할 수 있다. 덧붙여, 제안된 방법은 시스템 구성이 수동 필터를 사용하는 방식에 비해 간단하므로, 사고 시 문제를 파악하고 부품을 교체하는 작업이 더 수월할 수 있다.

본 장에서 진행한 BESS 시스템 구성에 대한 비교 결과를 정리하면, 수동 필터를 사용하는 방식은 구성이 복잡하지만 기존에 널리 알려진 기술들의 조합으로서 대용량 구현에 대한 개발 부담이 덜하다는 장점이 있다. 반면에 제안된 방법은 가격 대비 효율이 우수한 다권선 변압기 제작에 대한 부담이 있지만, 시스템 구성 및 제어에 있어서의 단순성과 사고 시 운용 측면에서 이점을 지닐 수 있다.

2.3.2 수동 필터를 사용하지 않는 시스템 간의 비교

본 절에서는 2레벨 컨버터를 이용하여 멀티레벨 운전이 가능한 다른 방법들과 제안된 방법을 비교한다. 본 연구에서 제안하는 방식은 그림 2.2에서 비롯된 것이나, 다른 관점에서 멀티레벨 효과를 낼 수 있는 방법들이 있다[22]-[24]. 비교하고자 하는 세 가지 방법은 그림 2.19에 나타나 있다.

그림 2.19(b)는 변압기 2대의 1차단 권선들을 직렬 연결하는 방식이고[22], 그림 2.19(c)는 변압기 2차단의 개방된 권선(open end winding) 양단을 서로 다른 컨버터에 연결하는 방식이다[23], [24]. 간결한 분석을 위해서, 각 방식의 상당 등가회로를 표시하면 그림 2.20과 같이 나타낼 수 있다. 이러한 분석 방법은 3상 변압기에서 코어를 통해 다른 상에 쇄교하는 자속의 영향을 무시한 것이지만, 직관적인 이해를 돕는데 유용하다. 모든 전압과 임피던스는 변압기 2차단으로 환산된 것이다.

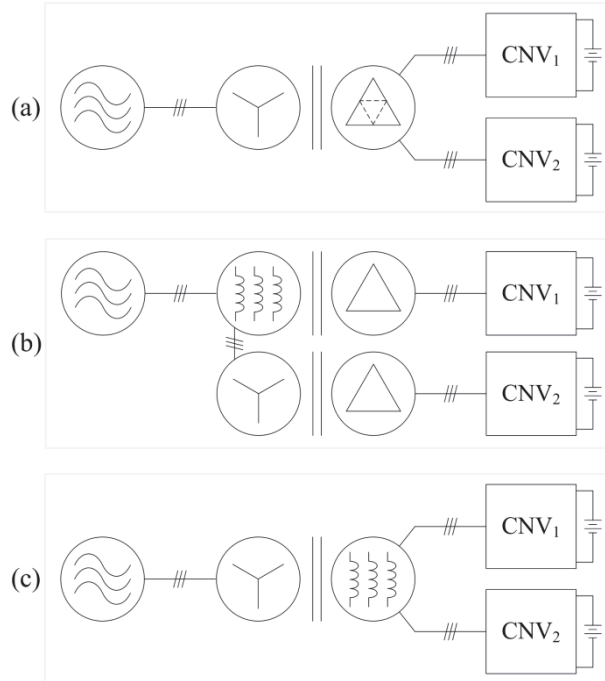


그림 2.19 변압기를 이용한 멀티레벨 시스템:

(a) 제안된 회로 방법, (b) 변압기 직렬 방법, (c) 개방 권선 방법.

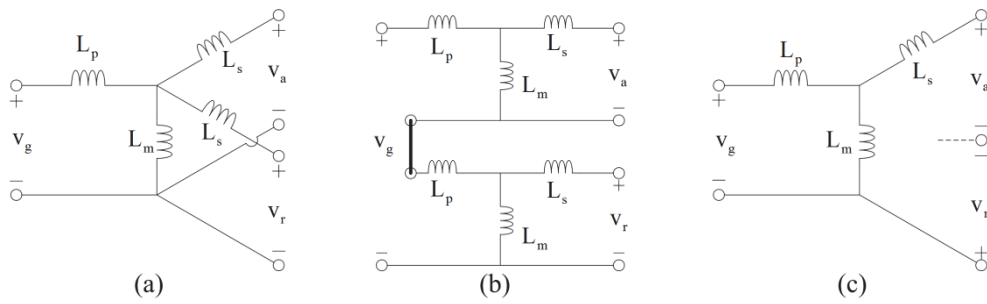


그림 2.20 변압기를 이용한 멀티레벨 시스템 - 상당 등가회로:

(a) 제안된 회로 방법, (b) 변압기 직렬 방법, (c) 개방 권선 방법.

그림 2.20의 상당 등가회로를 기준으로, 각 토폴로지에서 1차단 누설 인덕턴스인 L_p 에 걸리는 전압을 (2.7)과 같이 유도할 수 있다. 이 누설 인덕턴스에 흐르는 전류가 곧바로 1차단 계통 전류를 의미하므로, (2.7)의 전압이 1차단 계통 전류의 고조파 특성을 결정한다.

$$v_{p,1} = \frac{1}{4}(v_a + v_r - 2v_g) \quad (2.7-a)$$

$$v_{p,2} = \frac{1}{4}(v_a + v_r - v_g) \quad (2.7-b)$$

$$v_{p,3} = \frac{1}{2}(v_a - v_r - v_g). \quad (2.7-c)$$

수식 (2.7)에서 $v_{p,1}$ 은 제안된 회로 방법, $v_{p,2}$ 는 변압기 직렬 방법, $v_{p,3}$ 는 개방 권선 방법의 1차단 누설 인덕턴스에 인가되는 전압을 의미한다. 변압기를 이용하는 방식은 다르지만, 각 방법은 변압기를 통해 컨버터 전압의 합 또는 차가 1차단 계통 전류 생성에 작용하여 멀티레벨 효과를 내는 것을 알 수 있다.

단상 등가회로에서 얻은 직관적인 개념을 확장하여, 각 방식마다 3상에서의 멀티레벨 효과를 분석해 볼 수 있다. 먼저 (2.7-a)에 따르면 계통 전압 성분을 제외할 때, 제안된 회로 방법에서는 2차단 권선 전압의 합이 1차단 누설 인덕턴스에 영향을 미치는데, 이 2차단 권선 전압은 컨버터 전압의 스위칭 함수들에 대한 관계식 (2.4)로부터 구할 수 있다. 2차단 권선 전압의 합은 (2.8)의 클락 변환(Clarke's transformation)에 의해 정지 좌표계 d-q 전압으로 (2.9)와 같이 표현된다.

$$T_c = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} v_{d1_p} \\ v_{q1_p} \end{bmatrix} = T_c \cdot \left[\frac{1}{4} \left(\begin{bmatrix} v_{a1} \\ v_{\beta1} \\ v_{\gamma1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{a2} \\ v_{\beta2} \\ v_{\gamma2} \end{bmatrix} \right) \right] = \frac{V_x}{4} (A_1 \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} + B_1 \cdot \begin{bmatrix} S_r \\ S_s \\ S_t \end{bmatrix}) = \begin{bmatrix} v_{d1_abc} \\ v_{q1_abc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{d1_rst} \\ v_{q1_rst} \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

각 컨버터의 직류단 전압이 V_x 로 같다는 전제 아래, (2.4)로부터 $v_{\alpha1}$, $v_{\beta1}$, $v_{\gamma1}$ 과 $v_{\alpha2}$, $v_{\beta2}$, $v_{\gamma2}$ 를 (2.9)에 대입하면, (2.9)의 A_1 과 B_1 은 (2.10)과 같이 얻어진다.

$$A_1 = B_1 = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} & -2/\sqrt{3} \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

예컨대, (2.10)의 A_1 행렬은 abc 컨버터의 스위칭 함수 조합을 그림 2.21(a)와 같이 1차단 전류 생성에 사용되는 d-q 전압 벡터로 변환해준다. rst 컨버터 역시 행렬 B_1 에 의해 변환되고, (2.9)에 따라 그림 2.21(b)와 같은 두 전압 벡터 그룹의 합이 1차단 계통 전류 생성에 작용한다. 그림 2.21의 d-q 평면 상의 전압 벡터들은 직류단 전압이 100 V인 경우이다.

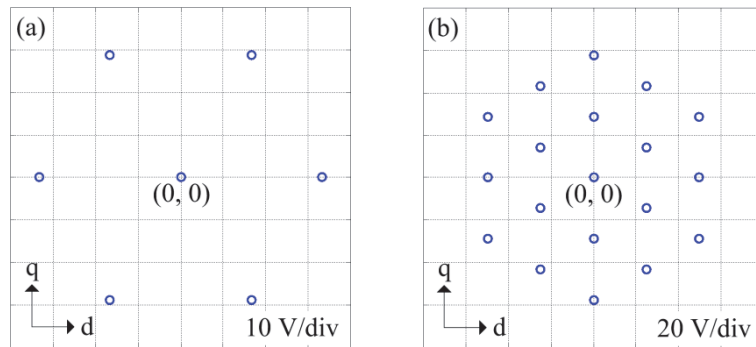


그림 2.21 제안된 회로 방식의 1차단 전류에 작용하는 전압 벡터:

(a) 개별 컨버터의 전압 벡터, (b) 전압 합 벡터

변압기 직렬 방식은 2차단 권선에 인가되는 전압이 제안된 방식의 (2.4)와는

다르지만, 같은 원리를 통해 정리를 거치고 나면 1차단 전류에 작용하는 전압은 (2.9)와 동일한 형태로 유도된다. 이에 반해, (2.7-c)에서 예상할 수 있듯이, 개방 권선 방식은 약간의 차이를 보이게 되는데, 1차단 전류 생성에 사용되는 전압은 (2.11)과 같이 유도된다.

$$\begin{bmatrix} v_{d3_p} \\ v_{q3_p} \end{bmatrix} = T_c \cdot \left[\frac{1}{2} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_\gamma \end{bmatrix} \right] = \frac{V_x}{6} (A_3 \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} + B_3 \cdot \begin{bmatrix} S_r \\ S_s \\ S_t \end{bmatrix}) = \begin{bmatrix} v_{d3_abc} \\ v_{q3_abc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{d3_rst} \\ v_{q3_rst} \end{bmatrix} \quad (2.11-a)$$

$$A_3 = -B_3 = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix}. \quad (2.11-b)$$

수식 (2.11)에 기반하여 컨버터의 직류단 전압이 100V일 때, 1차단 전류에 작용하는 전압 벡터를 도시하면 그림 2.22와 같다.

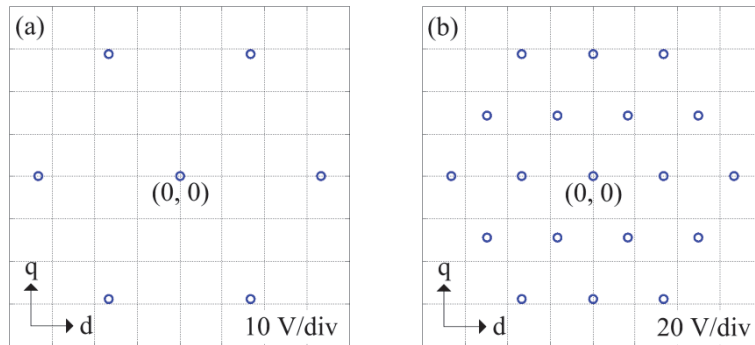


그림 2.22 개방 권선 방식의 1차단 전류에 작용하는 전압 벡터:

(a) 개별 컨버터의 전압 벡터, (b) 전압 합 벡터

그림 2.21과 그림 2.22는 동일한 직류단 전압 조건에서 계산되었지만 전압 벡터의 크기 및 각도에서 약간의 차이를 보이고, 여기에 변압기 설계에 따른

임피던스 차이로 인해 실제 1차단 전류 맥동에서 좀더 차이를 보일 수 있다. 하지만, 근본적으로 위에서 진행한 분석은 3상 변압기를 상당 등가회로로 나누어 전개된 것으로 수치적으로 매우 정밀한 논의를 하기에는 한계가 있다. 다만, 세 가지 방법 모두 1차단에서 3레벨에 해당하는 전압 평면을 만드는 멀티레벨 효과를 낼 수 있다는 공통점이 있는 것으로 이해할 수 있다.

2레벨 컨버터로 멀티레벨 효과를 가지는 세 가지 방법에 대한 정성적인 비교를 진행하였다. 우선 시스템 구성의 차이를 살펴보면, 변압기 직렬 방식은 다른 방식과 달리 변압기 2대로 이루어진 구성으로 부피가 증가하지만, 그러한 구성이 전기적인 분리를 제공하여 제어적인 부담없이도 직류원 하나로 구현이 가능하다. 이에 반해, 개방 권선 방식을 직류원 하나로 동작하기 위해서는 동상 전류 저감을 위한 고려가 필요하고 [25], [26], 제안된 회로 방식도 이에 대한 연구가 필요하다.

그림 2.19에 나타나듯, 개방 권선 방식은 토폴로지의 특성상 2차단 저압부 권선으로 델타 연결을 구성할 수 없다. 더구나 배전급 응용에서 1차단은 권선 수 대비 전압 비율을 높게 하기 위하여 와이 결선이 선호된다. 따라서 개방 권선 방식은 와이-와이 변압기에 해당하는 것으로, 3고조파와 영상분(zero-sequence) 전류를 흘리고 중성점 전압을 안정화 시키기 위한 제 3의(tertiary) 권선이 필요하게 된다[27]. 제안된 회로 방식과 변압기 직렬 방식은 별도로 권선을 추가하지 않더라도 본래의 결선 방식에 의해 자연스럽게 델타로 결선된 권선을 포함할 수 있는 장점이 있다.

다음으로 비교할 항목은 각 방식의 컨버터 1기 사고 시 운용이다. 본 논문의 3장과 4장에서도 언급되는 바와 같이, 제안된 회로 방식은 컨버터 1기 탈

락 시 사고 전과 비교하여 동일한 전압 출력에서 절반의 기본과 전류를 공급할 수 있다. 변압기 직렬 방식은 컨버터 1기 탈락 시 그와 연결된 변압기를 우회(bypass)하도록 연결하면 사고 전과 동일한 기본과 전류를 공급할 수 있다. 하지만 변압기 2대가 직렬로 담당하던 전압을 컨버터 탈락 사고 시에는 변압기 1대가 혼자 감당해야 하므로, 계통 응용에서 변압기 직렬 방식은 컨버터 1기에만 문제가 생겨도 나머지 컨버터의 운전을 멈춰야 한다. 개방 권선 방식 또한 컨버터 1기가 탈락하더라도 사고 전과 동일한 기본과 전류를 공급할 수 있지만, BESS에서 배터리 전압 변동에는 한계가 존재하므로 출력할 수 있는 전압 출력의 크기는 사고 전의 절반이 된다. 결국 개방 권선 방식도 2차단에서 계통 전압을 수용할 수 없는 문제로 인하여 컨버터 1기의 탈락이 나머지 컨버터의 탈락으로 이어진다. BESS나 태양광은 발전을 못하는 시간만큼 경제적인 손해를 초래하므로, 제안된 방법은 컨버터 탈락 사고 시 이러한 부수적인 손해를 최소화할 수 있다. 또한 태양광 응용을 고려할 때, 비교군 중에서 제안된 회로 방식만이 유일하게 컨버터 탈락 사고가 발생하더라도 탈락하지 않은 컨버터의 최대전력점추종(maximum power point tracking, MPPT)에 제한을 받지 않고 지속적인 운전이 가능하다.

본 절에서 비교 중인 방식들의 전동기 응용에서의 사고 상황도 고려해볼 수 있다. 기본적으로 전압 출력이 일정 수준 이상이어야 동작이 가능한 계통 응용과 달리, 전동기에서는 전동기 속도인 출력 주파수에 비례하여 컨버터가 출력해야 하는 전압 크기가 증가한다. 즉, 영구자석 동기 전동기를 기준으로 살펴보면, 제안된 회로 방법은 정격 속도에서 정격의 절반인 토크까지 출력이 가능하고, 나머지 방법들은 정격 토크로 정격의 절반인 속도까지 운전이 가능

하다.

앞서 계통 응용에서는 제안된 회로 방식만 운전이 가능하여 언급하지 않았지만, 사고 발생 시 전류 고조파 특성을 살펴볼 필요가 있다. 제안된 회로 방식을 제외한 나머지 방식들은 컨버터 1기가 탈락할 경우 변압기를 통한 3레벨 효과가 사라지게 된다. 여기서 제안된 회로 방식은 다른 방식들과 차이점을 가지는데, 이것은 컨버터 1기가 탈락하는 경우 권선 계수가 절반으로 떨어지는 구조 때문이다. 제안된 회로 방식은 사고 시 한 컨버터의 선간 전압이 직렬 연결된 서로 120도 위상 차이를 보이는 두 권선의 양단에 인가되는데, 그 결과 같은 상(phase)에 해당하는 권선끼리는 컨버터의 서로 다른 선간 전압의 영향을 받아 코어를 통해 자기적으로 합쳐지면 인테리빙 효과를 얻을 수 있다. 이러한 특성에 대해서는 3장과 4장의 실험 결과를 통해 확인하도록 한다. 즉, 제안된 회로 방식은 사고가 발생하더라도 여전히 우수한 고조파 특성의 전류를 공급할 수 있는 장점을 가진다.

제 3 장 DDSW의 변압기 응용

앞장에서 언급하였듯, 두 개의 3상 델타 전원이 권선에 인가되는 특징으로부터, 제안된 방법을 DDSW(double delta source winding)라 지칭하였다. 본 장에서는 DDSW를 변압기에 적용하기 위한 설계 및 제어에 대해서 논의한다.

3.1 DDSW 응용에 적합한 변압기 사양

DDSW를 변압기에 적용하기 위해서는 변압기의 하나의 림(limb)에 셋 이상의 권선이 자속을 쇄교하는 다권선(multi-winding) 구조를 가져야 한다. 다권선 구조에서 인터리빙 효과를 제대로 얻기 위해서는 2차단 각 권선에 흐르는 전류의 맥동이 대칭적일수록 좋다. 이러한 대칭성을 얻기 위해서는, 기본적으로 컨버터의 직류단 전압이 비슷한 수준에서 유지되어야 하고, 변압기는 균형적인 임피던스를 가져야 한다.

변압기 권선의 임피던스는 다음과 같은 의미에서 균형적인 값을 가져야 한다. 첫째로, 양쪽 컨버터가 동일한 전류를 계통에 공급하더라도, 변압기의 임피던스에 따라 각 컨버터의 출력 전압이 가지는 변조 지수와 역률(power factor)은 서로 달라질 수 있다. 컨버터 간 대칭적으로 설계되는 PWM은 양쪽 컨버터의 전압 지령이 동일할 때 최상의 인터리빙 효과를 거둘 수 있으므로, 균형

적인 임피던스 설계는 중요하다. 둘째로, 컨버터들이 출력하는 전압과 전류가 기본파에서 서로 같더라도, 임피던스가 다르면 PWM 전압 변화에 의해 발생하는 전류 맥동의 크기가 달라지게 된다. 서로 크기가 다른 전류 맥동이 코어를 통해 자기적으로 합쳐지면, 애초에 의도하였던 인터리빙 효과가 반감되어 1차단에서 원치 않게 고조파 맥동이 커질 수 있다.

두 개의 3상 권선으로 구성되는 일반적인 변압기와 달리, 그 이상의 권선으로 구성되는 변압기는 자속 분포가 복잡해져 인덕턴스 간 균형을 유지하는데 어려움이 있다[28]. 이러한 다권선 변압기에서는 권선에서 코어로 쇄교하는 상호 인덕턴스 외에도 누설 자속 간의 상호 인덕턴스가 존재하여 매우 복잡한 등가회로를 갖게 된다[29]. 예를 들어, 다권선 변압기 중 권선 수가 가장 작은 3권선 변압기에 대한 구조와 상당 등가회로는 그림 3.1과 같이 표현될 수 있다[30].

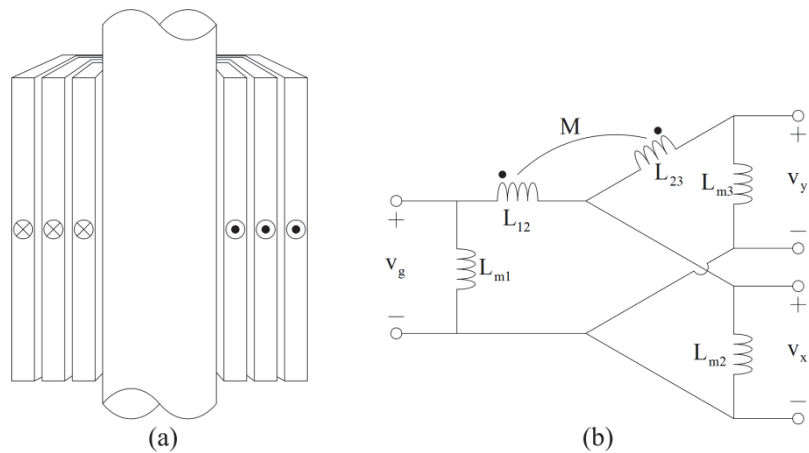


그림 3.1 다권선 변압기 예시: (a) 코어 및 권선, (b) 상당 등가회로.

그림 3.1의 변압기 등가회로는 전통적으로 널리 알려진 T-네트워크 모델[29]과 다르지만, 실제 자속이 지나가는 경로를 반영한 덕분에 등가회로를 이용해 실험과 일치하는 분석 결과를 얻을 수 있다. 그림 3.2는 그림 3.1(a)와 같은 모양으로 설계된 변압기에 대한 실험 결과로, 변압기 간 임피던스 불균형으로 인해 컨버터 맥동 전류의 크기에서 눈에 띄는 불균형이 발생한 것을 알 수 있다. 그림 3.2의 결과를 얻은 변압기는 원래 220 V 계통에 연결하도록 제작되었지만, 임피던스 불균형에 의한 문제가 심각하여, 30 V 계통에 연결된 상황에서 컨버터의 직류단 전압은 60 V이고 PWM에 사용하는 삼각파는 7.5 kHz인 조건에서 실험하였다. 그림 3.1(b)의 등가회로는 그림 3.2와 같은 현상을 회로적으로 해석하는데 도움을 줄 수 있다.

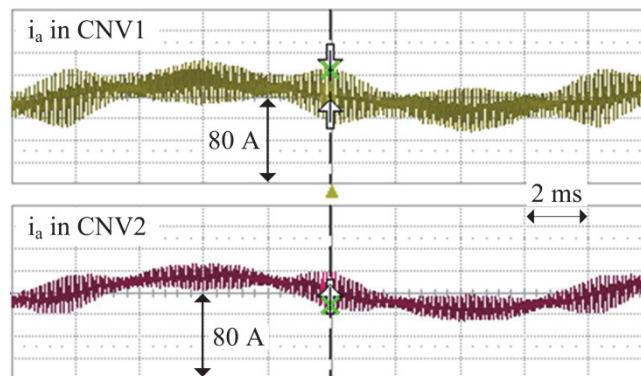


그림 3.2 잘못 제작된 다권선 변압기 예시.

그림 3.1(b)의 등가회로는 그림 3.1(a)처럼 코어에 대해 안에서 바깥으로 권선들이 쌓이며 감길 때 유효한 회로이다. 그림 3.1(a)의 권선 설계는 제작에 있어서 구조가 간단하여 선호되지만, 임피던스 불균형 문제를 해결하기 위해

서는 다른 방식의 권선 배치를 고려할 필요가 있다.

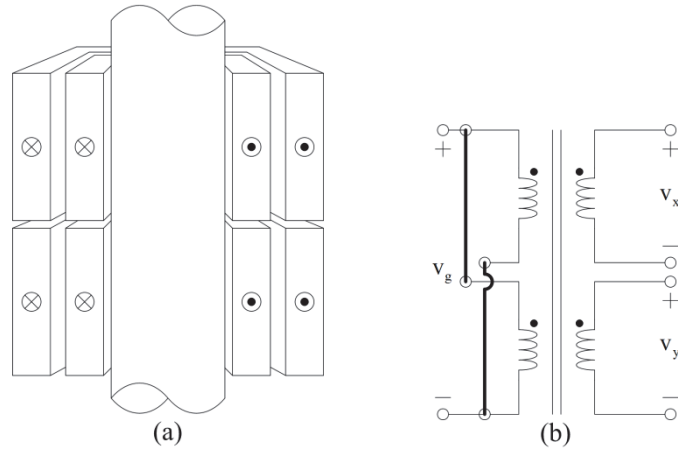


그림 3.3 임피던스 균형을 고려한 3권선 변압기:

(a) 코어 및 권선, (b) 상당 등가회로.

그림 2.1의 12펄스 정류기에서 계통 전류의 고조파 특성을 좋게 하기 위한 3권선 변압기는 주로 그림 3.3과 같은 권선 구조를 가진다[31]. 두 개의 변압기 세트가 위아래로 하나의 코어에 감긴 구조로, 1차단 권선들은 그림 3.3(b)와 같이 병렬 연결되어 사용된다. 그림 3.3에 제시된 변압기 구조는 이미 대용량 전력 분야 응용에서 널리 적용되어 온 것으로, 본 논문에서 제안하는 DDSW 방식을 적용하는데 있어 유용한 참조로 생각된다.

3.2 전력 제어를 위한 변압기 모델링

계통 연계형 컨버터는 유/무효 전력 제어 기능을 필수적으로 가져야 한다 [32]. 구체적으로, 정상적인 상황에서는 역률이 0.95 이상이어야 하고, 계통 사

고로 전압이 떨어지면 규정에 따른 무효 전력을 공급하여 계통 안정화를 지원해야 한다. 본 장에서는 DDSW가 적용된 변압기에서 어떻게 유/무효 전력 제어를 달성할 수 있는지 설명한다.

3.2.1 동기 좌표계 d-q 등가 모델링

계통 연계 응용에서 유/무효 전력 제어는 존재하는 계통 교류 전압과 동일한 주파수를 갖는 교류 전류의 위상 및 크기를 제어하는 것을 의미한다. 계통 주파수로 회전하는 좌표계에서, 계통 전압이 q축에만 나타나도록 계통 동기각을 정의하면 q축 전류의 크기를 제어하여 계통에 공급되는 유효 전력을 쉽게 제어할 수 있다[33]. 계통 전압에는 다양한 원인에서 고조파와 불균형(unbalance)적인 요소가 존재하므로, 계통 전압의 정상분(positive-sequence) 전압을 깨끗하게 추출하여 동기 각을 찾아내기 위한 고려가 필요하다[34], [35].

그림 3.4는 제안된 회로 방식에 의한 변압기 2차단에서, 권선 전압, 권선 전류, 컨버터 전류를 나타낸 그림이다. 각 권선의 양단에는 누설 인덕턴스와 권선 저항에 걸리는 전압에 코어를 통해 쇄교하는 자속의 미분값이 더해진 전압이 나타난다. 각 권선의 누설 인덕턴스와 권선 저항은 균일하다는 가정을 하면, 그림 3.4로부터 (3.1)을 얻을 수 있다.

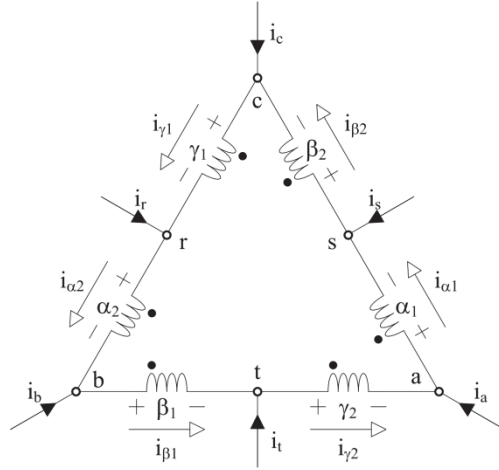


그림 3.4 변압기 2차단 권선의 전압 및 전류.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ae} - v_{se} = Ri_{\alpha 1} + L \frac{d}{dt} i_{\alpha 1} + e_{\alpha 1} \\ v_{be} - v_{te} = Ri_{\beta 1} + L \frac{d}{dt} i_{\beta 1} + e_{\beta 1} \\ v_{ce} - v_{re} = Ri_{\gamma 1} + L \frac{d}{dt} i_{\gamma 1} + e_{\gamma 1} \end{array} \right. \quad (3.1-a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{re} - v_{be} = Ri_{\alpha 2} + L \frac{d}{dt} i_{\alpha 2} + e_{\alpha 2} \\ v_{se} - v_{ce} = Ri_{\beta 2} + L \frac{d}{dt} i_{\beta 2} + e_{\beta 2} \\ v_{te} - v_{ae} = Ri_{\gamma 2} + L \frac{d}{dt} i_{\gamma 2} + e_{\gamma 2} \end{array} \right. \quad (3.1-b)$$

앞선 2.2.3절의 분석에 따라, (3.1)에서 v_{ae} , v_{be} , v_{ce} 및 v_{re} , v_{se} , v_{te} 는 각 컨버터로부터 출력되는 동상 전압이 아닌 기본파 성분 제어에 유의미한 전압으로, 각 컨버터의 3상 전압의 합은 영이다. 또한 $e_{\alpha 1}$, $e_{\beta 1}$, $e_{\gamma 1}$ 및 $e_{\alpha 2}$, $e_{\beta 2}$, $e_{\gamma 2}$ 는 각 권선에서 코어를 통해 쇄교되는 자속의 미분 성분을 의미한다.

대용량 시스템에서 변압기는 그 밖의 전력 변환 장치와 분리된 별도의 공간

에 설치되고, 컨버터의 출력 전류를 측정하는 센서(sensor)는 스위칭 소자 가까이 배치한다. 따라서 전력 제어는 변압기의 권선 전류보다 컨버터의 전류를 기반으로 하는 것이 실용성이 높다. 그림 3.4에서 컨버터 전류가 입력되는 각각의 노드에 대해 (3.2)의 KCL이 성립하는데, 이러한 전류 차에 대한 식을 이 용해 (3.1)로부터 (3.3)을 유도해 낼 수 있다.

$$\begin{cases} i_a = i_{a1} - i_{\gamma 2} \\ i_b = i_{\beta 1} - i_{a2} \\ i_c = i_{\gamma 1} - i_{\beta 2} \end{cases} \quad (3.2-a)$$

$$\begin{cases} i_r = i_{a2} - i_{\gamma 1} \\ i_s = i_{\beta 2} - i_{a1} \\ i_t = i_{\gamma 2} - i_{\beta 1} \end{cases} \quad (3.2-b)$$

$$\begin{cases} 2v_{ae} - v_{se} - v_{te} = Ri_a + L \frac{d}{dt} i_a + e_{a1} - e_{\gamma 2} \\ 2v_{be} - v_{te} - v_{re} = Ri_b + L \frac{d}{dt} i_b + e_{\beta 1} - e_{a2} \\ 2v_{ce} - v_{re} - v_{se} = Ri_c + L \frac{d}{dt} i_c + e_{\gamma 1} - e_{\beta 2} \end{cases} \quad (3.3-a)$$

$$\begin{cases} 2v_{re} - v_{be} - v_{ce} = Ri_r + L \frac{d}{dt} i_r + e_{a2} - e_{\gamma 1} \\ 2v_{se} - v_{ce} - v_{ae} = Ri_s + L \frac{d}{dt} i_s + e_{\beta 2} - e_{a1} \\ 2v_{te} - v_{ae} - v_{be} = Ri_t + L \frac{d}{dt} i_t + e_{\gamma 2} - e_{\beta 1} \end{cases} \quad (3.3-b)$$

수식 (3.3)의 전압 방정식은 컨버터 전류들에 대한 것임을 알 수 있다. 여기서 변압기 코어를 통해 쇄교하는 성분에 대해서는 (3.4)의 가정을 한다. 이러한 가정은, 예를 들어, 변압기의 동일한 림에 감긴 α_1 권선과 α_2 권선이 서로 동일한 자속을 공유함을 의미한다.

$$\begin{cases} e_{a1} = e_{a2} = e_a \\ e_{\beta 1} = e_{\beta 2} = e_\beta \\ e_{\gamma 1} = e_{\gamma 2} = e_\gamma \end{cases} \quad (3.4)$$

앞서 밝힌 바와 같이 각 컨버터의 3상 전압의 합은 영인 것을 이용하고, (3.3)에 (3.4)를 대입하여 dq0 변환(Park's transformation)을 적용하면[36], (3.5)를 쉽게 유도할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega L \\ \omega L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E \end{bmatrix} \quad (3.5-a)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega L \\ \omega L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E \end{bmatrix} \quad (3.5-b)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix}. \quad (3.5-c)$$

수식 (3.5)에서 E는 $e_{\alpha\gamma}$, $e_{\beta\alpha}$, $e_{\gamma\beta}$ 에 의한 동기 좌표계 상의 계통 전압의 크기이고, 좌표계 변환에 필요한 동기각은 일반적인 3상 전압에 적용하듯 $e_{\alpha\gamma}$, $e_{\beta\alpha}$, $e_{\gamma\beta}$ 에 대한 위상 동기화 루프(phase locked loop, PLL)를 통해 얻을 수 있다[34], [35]. 또한, (3.5-c)에서 v_{d1} 과 v_{q1} 은 abc 컨버터 전압(v_{ae} , v_{be} , v_{ce})의 동기 좌표계 전압이고, v_{d2} 와 v_{q2} 는 rst 컨버터 전압(v_{re} , v_{se} , v_{te})의 동기 좌표계 전압이다.

3.2.2 동기 좌표계 상의 전력 제어

사실 한 컨버터의 전압 출력은 (3.5-c)에 따라 (3.5-a)와 (3.5-b)에서 양쪽 컨버터 전류에 모두 영향을 미칠 수 있다. 하지만, 수식 (3.5-a)와 (3.5-b)에서 컨버터의 전류를 기준으로 보면, abc 컨버터와 rst 컨버터가 서로에 대한 간섭없

이 독립적으로 각자의 전류를 제어할 수 있는 것처럼 인식할 수 있다. 따라서, 3상 컨버터 전류마다 그에 대한 제어를 기존의 방법에 따라 설계할 수 있다 [37]. 그러면 (3.5)에 따라 두 개의 d-q 전류 제어기로부터 그 출력으로서 v_{ds1} 과 v_{qs1} , v_{ds2} 와 v_{qs2} 를 얻을 수 있다. 이러한 제어기 출력을 (3.5-c)로부터 얻은 역변환인 (3.6)에 따라 실제 컨버터의 출력 전압들을 쉽게 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{d2} \\ v_{q1} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs1} \\ v_{qs2} \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

즉, (3.6)은 abc 컨버터와 rst 컨버터가 서로 독립적으로 전류 제어가 가능하도록, 컨버터 상호간의 간섭을 배제(decoupling)하는 역할을 한다. 예를 들어, abc 컨버터는 abc 전류에 대해서만 고려하여 동기 좌표계에서 전압 지령을 생성하면, 다른 경로에서 구해진 rst 컨버터의 전류 제어를 위한 전압 지령과 (3.6)에 따라 합쳐져 DDSW에서 의도한 운전을 달성할 수 있다.

전류 제어가 가능하면 전력 제어는 어렵지 않게 달성할 수 있다. 수식 (3.5)에 따르면 계통 전압은 각 컨버터 전류에 대해 동기 좌표계 q축에만 보이므로, 각 컨버터는 q축 전류 지령을 제어하여 계통과 주고 받는 유효 전력을 조절할 수 있다. 하지만, 유효 전력을 원하는 값으로 정밀하게 제어하기 위해서는, 동기 좌표계에서 q축 전류 1A 당 얼마의 전력[Watt]을 의미하는지 알아야 한다. (3.1)과 (3.4)에서 변압기 권선에 흐르는 전류가 없으면, e_α , e_β , e_γ 가 곧바로 2차단 계통 전압에 해당함을 알 수 있다. 계통 전압과 권선 전류의 정격 RMS 값을 각각 e_{rms} 와 i_{w_rms} 라 할 때, DDSW의 정격 전력은 (3.7)과 같다.

$$P_{rated} = 6 \cdot e_{rms} \cdot i_{w_rms}. \quad (3.7)$$

수식 (3.5)에 따라, 각 컨버터가 계통에 공급하는 유효 전력은 계통 전압인 E 와 q 축 전류의 곱으로 표현되고, 양쪽 컨버터의 정격 유효 전력의 합은 계통에 공급하는 총 유효 전력으로서 (3.7)과 같은 값을 가진다. 실시간 전류 제어를 위해 RMS가 아닌 센서 측정 값을 사용하는 특성상 (3.8)과 같이 전압과 전류의 곱에 변환 계수(η)를 생각할 수 있다.

$$P_{\text{rated}} = \eta \cdot E \cdot (i_{q1_rated} + i_{q2_rated}) = \eta \cdot E \cdot i_{q_rated} \times 2. \quad (3.8)$$

일반적으로 두 대의 컨버터는 동일한 정격을 가질 것으로 기대되므로, 양쪽 컨버터의 q 축 정격 전류는 i_{q_rated} 로 동일하게 두었다. 수식 (3.7)과 (3.8)은 물리적으로 동일한 값이므로, (3.8)의 E 와 i_{q_rated} 를 (3.7)의 e_{rms} 와 i_{w_rms} 에 관해 나타내면 변환 계수 η 가 얼마인지 구할 수 있다. 임피던스는 모두 평형임을 가정하면, η 는 1/2로 구해진다. 따라서 (3.5)의 동기 좌표계 상의 전압과 전류에 대해, (3.9)의 유효 전력에 대한 방정식이 성립함을 알 수 있다. P_{DDSW} 는 DDSW의 변압기 응용에서 컨버터에 의해 출력되는 유효 전력을 의미한다.

$$P_{DDSW} = \frac{1}{2} \cdot E \cdot (i_{q1} + i_{q2}). \quad (3.9)$$

다음으로 무효 전력 제어에 대하여 논할 필요가 있다. 우선 일반적으로 역률 조정이 의미하는 것은, 오로지 유효 전력만 출력되는 역률 1의 상황에 대하여 기본파 출력 전류의 위상이 앞서거나 뒤지도록 조정하는 것을 의미한다. 이러한 역률은 d 축 전류와 q 축 전류에 의해 만들어지는 공간 상의 전류 벡터가 q 축과 이루는 각도를 조절함으로써 제어될 수 있다. 즉, 동기 좌표계 상에서 전류 벡터가 q 축보다 앞서게 되면 진상(leading) 역률이 되고, 뒤쳐지게 되면 지상(lagging) 역률이 된다. 여기에 그러한 벡터의 크기까지 정하면 계통 전압과의 관계에서 피상 전력(apparent power)이 정해져, 무효 전력 제어를 달성

할 수 있다.

수식 (3.5)에 기반한 동기 좌표계 전류 제어기를 구성하기 위해서는, 계통 전압인 $e_{\alpha\gamma}$, $e_{\beta\alpha}$, $e_{\gamma\beta}$ 의 위상을 파악할 수 있어야 한다. 우선, 2차단 권선은 그 양단의 전위가 모두 컨버터에 의해 결정되기 때문에, 그림 3.4에 표시된 2차단 권선들에서는 전압 센서를 통해 $e_{\alpha\gamma}$, $e_{\beta\alpha}$, $e_{\gamma\beta}$ 에 대한 정보를 얻을 수 없다. 배전급 BESS를 염두에 둘 경우 1차단 전압은 22.9kV와 같은 고압으로, 전압 측정이 부담이 될 수 있다. 수식 (3.4)는 같은 림에 감긴 권선끼리 서로 동일한 자속을 공유한다고 가정한 것이므로, 계통 전압의 위상을 파악하기 위한 제 3의 권선을 생각할 수 있다. 이 권선은 앞서 2.3.2절에서 설명한 와이-와이 변압기의 3 고조파 및 영상분 전류 억제에 관한 목적과 전혀 다른 용도로, 순전히 계통 전압 확인용으로서 이 권선에 흐르는 전류는 없는 것으로 기대해도 된다. 만약에 이러한 측정용 권선이 많은 전류를 흘리도록 허용할 경우, 다른 누설 자속에 복잡한 영향을 미쳐 임피던스 균형에 영향을 미칠 수 있다[28]-[30]. 제안된 방법의 특성상 이러한 측정용 권선의 전압에는 PWM 맥동이 함께 포함되는데, 센서 신호의 ADC(analog to digital conversion) 과정에서 고조파 맥동으로 나타날 수 있으므로 PLL 구현은 고조파 필터링(filtering) 기능을 포함할 필요가 있다[34], [35].

3.3 컨버터 사고 시 전력 제어

대용량 시스템 구성의 가장 중요한 요소는 신뢰성이다. 어떠한 사고도 일어날 수 있는 확률이 상대적으로 적어야 하고, 사고가 일어나더라도 피해를 최소화해야 한다. DDSW 방식은 2레벨 컨버터를 기반으로 한 시스템 구성이 상

대적으로 단순하고, 하나의 컨버터가 탈락하더라도 나머지 컨버터가 여전히 우수한 고조파 특성을 유지하며 운전이 가능하여, 신뢰성 측면에서 장점을 보인다. 본 장에서는 하나의 컨버터가 탈락하여 나머지 컨버터만 동작하는 경우에서의 전력 제어 방법에 대해 설명한다.

그림 3.5는 abc 컨버터 하나만 동작할 때의 2차단 권선 전압 및 전류를 나타낸다. 즉, 하나의 컨버터가 사고로 탈락하면 교류 차단기 또는 전자 접촉기 (magnetic contactor)에 의해 변압기 권선에 대한 연결이 아예 끊어지게 된다. 따라서 $\alpha_2\beta_2\gamma_2$ 권선의 전류들은 KCL에 따라 $\alpha_1\beta_1\gamma_1$ 권선의 전류들로 표현이 가능하며, 컨버터 전류는 (3.10)과 같이 $\alpha_1\beta_1\gamma_1$ 권선의 전류들만으로 표현할 수 있다. 수식 (3.1)로부터 직렬 연결된 권선들의 전압을 합하고, 3.2장에서 했던 것처럼 (3.10)의 관계에 따라 컨버터 전류로 표현하기 위한 차이를 구하면, 컨버터 전류에 대한 전압 방정식을 (3.11)과 같이 유도할 수 있다.

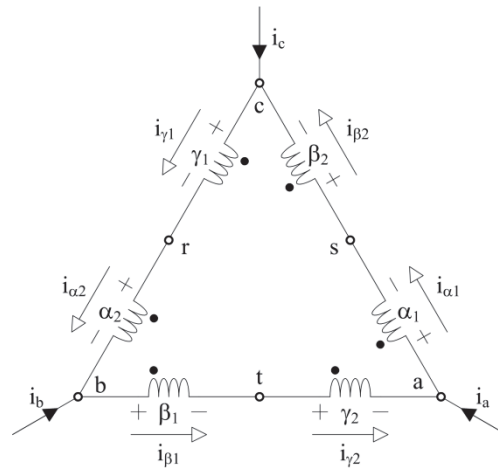


그림 3.5 컨버터 1기 동작 시 변압기 2차단 권선의 전압 및 전류.

$$\begin{cases} i_a = i_{\alpha 1} - i_{\beta 1} \\ i_b = i_{\beta 1} - i_{\gamma 1} \\ i_c = i_{\gamma 1} - i_{\alpha 1} \end{cases} \quad (3.10)$$

$$\begin{cases} 2v_{ac} - v_{be} - v_{ce} = 2Ri_a + 2L \frac{d}{dt} i_a + e_{\alpha\gamma} \\ 2v_{be} - v_{ac} - v_{ce} = 2Ri_b + 2L \frac{d}{dt} i_b + e_{\beta\alpha} \\ 2v_{ce} - v_{ac} - v_{be} = 2Ri_c + 2L \frac{d}{dt} i_c + e_{\gamma\beta} \end{cases} \quad (3.11)$$

수식 전개 과정에서 3.2장과 다른 점은 계통 전압들의 관계에 대해 그림 3.6을 이용했다는 것이다. 즉, 크기가 같고 위상에서 120도 차이를 보이는 두 전압의 합은 두 전압과 크기가 같고 각각에 대해 60도 위상 차이를 보이는 전압이 된다. 바로 이러한 특성으로 인해, 사고 시 탈락하지 않은 컨버터는 사고 전과 동일한 크기의 계통 전압에 대한 전류 제어를 수행하게 된다.

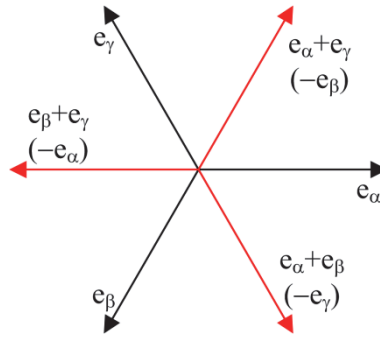


그림 3.6 계통 전압의 페이지 합.

동기 좌표계의 전류 제어기 구성에서, 비례-적분(proportional-integral, PI) 이득은 플랜트(plant)의 저항과 인덕턴스를 그 설정에 반영하여 1차 저역 통과(low-

pass) 필터의 제어 반응을 얻을 수 있다[37]. 수식 (3.11)은 (3.3)에 비해 각각 2배된 저항과 인덕턴스가 있는 플랜트로 인식된다. 따라서 사고 전과 동일한 제어 이득을 갖는 제어기를 그대로 활용하기 위해서 (3.11)에 산술적으로 2를 나누어, dq0 좌표 변환을 하면 (3.12)를 얻을 수 있다.

$$\frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega L \\ \omega L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

이러한 제어기 이득을 유지하는 구성은 제어기가 보상해야 하는 계통 전압을 절반으로 바꾸게 되는데, 이러한 변화는 제어기의 적분기(integrator)가 정상 상태 오차를 없애기 위해 동작하는 과정에서 자연스럽게 보상된다. 또한, 실제 컨버터 출력인 v_{d1} 과 v_{q1} 은 (3.12)에서 제어기 출력인 v_{ds1} 과 v_{qs1} 에 대해 2/3를 곱해 얻어지게 되는데, 이것은 (3.6)에서 v_{ds2} 와 v_{qs2} 에 0을 대입하였을 때 v_{d1} 과 v_{q1} 에 해당한다. 즉, (3.12)에 의한 제어기 설계는 컨버터 1기 탈락 사고 전과 비교하여 제어기의 전반적인 일관성(consistency)을 유지할 수 있게 해준다. 하지만 (3.12)는 제어기 관점의 플랜트 인식으로서, 실제 계통 전압의 크기는 E의 절반 값이 아닌 E이다. 따라서 유효 전력 식은 (3.9)에서 컨버터 하나의 q축 전류만 남은 형태가 된다.

3.4 DDSW 내부 순환 전류 분석

하나의 DDSW는 여섯 개의 권선으로 이루어지는데, 이 권선들이 이루는 닫힌 루프(loop)에 대해서 컨버터가 불필요한 순환 전류를 만들지는 않는지 검토할 필요가 있다. 수식 (3.1)과 (3.4)로부터 (3.13)과 같이 권선 전류에 대한 수식을 유도할 수 있다. 수식 (3.13)에서 ‘s’는 라플라스 연산자를 의미한다.

$$\begin{cases} v_{ae} - v_{se} - e_a = (R_1 + sL_1) \cdot i_{a1} \\ v_{be} - v_{te} - e_\beta = (R_1 + sL_1) \cdot i_{\beta 1} \\ v_{ce} - v_{re} - e_\gamma = (R_1 + sL_1) \cdot i_{\gamma 1} \end{cases} \quad (3.13-a)$$

$$\begin{cases} v_{re} - v_{be} - e_a = (R_2 + sL_2) \cdot i_{a2} \\ v_{se} - v_{ce} - e_\beta = (R_2 + sL_2) \cdot i_{\beta 2} \\ v_{te} - v_{ae} - e_\gamma = (R_2 + sL_2) \cdot i_{\gamma 2} \end{cases} \quad (3.13-b)$$

$\alpha_1\beta_1\gamma_1$ 권선과 $\alpha_2\beta_2\gamma_2$ 권선의 임피던스는 아랫첨자의 숫자로 서로 구분할 수 있도록 하였다. 순환 전류가 흐른다면 모든 권선에 동일하게 존재하여야 하기 때문에, (3.14)처럼 권선 전류들의 합을 통해 순환 전류를 파악할 수 있다.

$$\begin{aligned} & i_{a1} + i_{\beta 1} + i_{\gamma 1} + i_{a2} + i_{\beta 2} + i_{\gamma 2} \\ &= \frac{1}{R_1 + sL_1} (v_{ae} + v_{be} + v_{ce} - v_{re} - v_{se} - v_{te} - e_a - e_\beta - e_\gamma) \\ &+ \frac{1}{R_2 + sL_2} (v_{re} + v_{se} + v_{te} - v_{ae} - v_{be} - v_{ce} - e_a - e_\beta - e_\gamma) \end{aligned} \quad (3.14)$$

우선, (3.1)에서 가정한 것처럼 $\alpha_1\beta_1\gamma_1$ 권선과 $\alpha_2\beta_2\gamma_2$ 권선의 임피던스가 모두 동일하면, (3.14)는 좀더 간단하게 (3.15)로 정리된다.

$$i_{a1} + i_{\beta 1} + i_{\gamma 1} + i_{a2} + i_{\beta 2} + i_{\gamma 2} = -\frac{2}{R_1 + sL_1} (e_a + e_\beta + e_\gamma). \quad (3.15)$$

즉, (3.15)에 나타난 것처럼 DDSW 권선들의 임피던스가 동일하면 컨버터 전

압이 순환 전류를 발생시킬 수 없다. 권선 간 임피던스가 동일하더라도 (3.15)에서 변압기 자속의 미분 변화 성분($e_\alpha, e_\beta, e_\gamma$)으로 인해 순환 전류가 흐를 가능성이 존재하는데, 변압기가 3개의 림으로 이루어진 형태이면 3상 자속의 합은 영이므로 순환 전류가 발생하지 않는다.

DDSW를 구성하는 여섯 개 권선의 임피던스가 균일하지 못하더라도, 최소한 $\alpha_1\beta_1\gamma_1$ 권선과 $\alpha_2\beta_2\gamma_2$ 권선마다 3상 임피던스가 균일하면 마찬가지로 순환 전류가 흐르지 않을 것으로 예상할 수 있다. 이것은 (3.14)에 해당하는 경우로, V_{ae}, V_{be}, V_{ce} 및 V_{re}, V_{se}, V_{te} 는 2.2.3절에서 분석한 바와 같이 동상 전압이 아닌 성분들로 3상의 합을 각각 영으로 생각할 수 있기 때문이다. 적어도 $\alpha_1\beta_1\gamma_1$ 권선과 $\alpha_2\beta_2\gamma_2$ 권선마다 임피던스가 균형을 이루면 DDSW 내부에 순환 전류는 흐르지 않을 것으로 예상할 수 있다.

수식 (3.2)로부터 컨버터 별 3상 전류의 합은 (3.16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_a + i_b + i_c = i_{\alpha 1} + i_{\beta 1} + i_{\gamma 1} - i_{\alpha 2} - i_{\beta 2} - i_{\gamma 2} = -(i_r + i_s + i_t). \quad (3.16)$$

2.2.3절에서 살펴본 것처럼, 동상 전압에 의한 전류는 무시할 수 있으므로, (3.16)으로부터 (3.17)을 유도할 수 있다.

$$i_{\alpha 1} + i_{\beta 1} + i_{\gamma 1} = i_{\alpha 2} + i_{\beta 2} + i_{\gamma 2}. \quad (3.17)$$

수식 (3.17)에서 $\alpha_1\beta_1\gamma_1$ 권선과 $\alpha_2\beta_2\gamma_2$ 권선에 흐르는 3상 전류의 합은 동일하므로, (3.14)에서 언급한 순환 전류를 살펴보기 위해서는 $\alpha_1\beta_1\gamma_1$ 권선이나 $\alpha_2\beta_2\gamma_2$ 권선에 흐르는 3상 전류의 합을 보면 된다. 그림 3.7은 그림 2.13의 운전 조건에서 측정한 권선 전류 및 그 합이 나타나 있다.

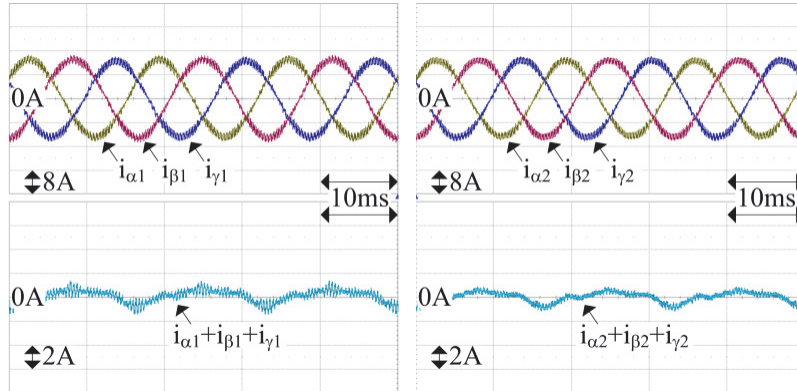


그림 3.7 DDSW 내부 순환 전류.

그림 3.7에서 권선 전류는 $9 A_{rms}$ 일 때 순환 전류는 $0.15 A_{rms}$ 정도이다. 이 순환 전류에는 변압기의 여자 전류(magnetizing current)의 3 고조파 성분도 포함되므로, 컨버터에 의해 초래되는 순환 전류는 거의 없는 것으로 간주할 수 있다.

3.5 DDSW의 정상 상태 전류 및 전압

DDSW의 다양한 운전 상황을 페이저 다이어그램(phasor diagram)을 통해 이해할 수 있다. 우선, (3.2)에 따라 컨버터 전류로부터 DDSW 내부의 권선 전류를 구할 수 있다. 2.2.3절과 3.4절의 분석에 따라 컨버터 및 권선 3상 전류의 합은 영으로 간주할 수 있으므로, (3.2)로부터 (3.18)을 유도할 수 있다.

$$\begin{cases} i_a = i_{a1} + i_{a2} + i_{\beta 2} \\ i_b = i_{\beta 1} - i_{a2} \\ i_r = i_{a2} + i_{a1} + i_{\beta 1} \\ i_s = i_{\beta 2} - i_{a1} \end{cases} \quad (3.18)$$

수식 (3.18)을 행렬로 정리하여 역변환을 적용하면, (3.19-a)와 같이 컨버터 전류로부터 권선 전류를 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{a2} \\ i_{\beta 2} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & -1 & -2 \\ -1 & 1 & 2 & 1 \\ -1 & -2 & 2 & 1 \\ 2 & 1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_r \\ i_s \end{bmatrix} \quad (3.19-a)$$

$$\begin{cases} i_{\gamma 1} = -i_{a1} - i_{\beta 1} \\ i_{\gamma 2} = -i_{a2} - i_{\beta 2} \end{cases} \quad (3.19-b)$$

그림 3.8은 abc 컨버터와 rst 컨버터가 각각 정격 전류를 출력하고 있을 때, 컨버터 전류 및 권선 전류를 나타낸다. 전류 페이지의 크기는 권선 전류의 정격을 기준으로 pu(per unit) 단위로 표현되었다. 그림 3.8에서 권선 전류는 컨버터 전류와 크기에서 $\sqrt{3}$ 의 차이를 보이고 위상에서 30° 의 차이를 보인다.

수식 (3.1)에서 권선의 임피던스를 정하고 (3.4)에 따라 계통 전압을 정하면, 각 권선에 인가되는 전압의 페이지도 구할 수 있다. 각 권선의 임피던스를 $0.01+j0.06$ (pu)로 놓고 계통 3상 전압의 기준인 e_α 를 $1\angle 0^\circ$ (pu)로 놓으면, (3.1)에 따라 각 권선에 인가되는 전압의 페이지를 그림 3.9와 같이 나타낼 수 있다. 그림 3.9(a)에서 숫자는 그림 3.4에서 v_{a1} 부터 시계방향으로 나타나는 순서이고, 각 전압 페이지는 이전 숫자에 해당하는 전압 페이지의 끝에서 시작하도록 하였다. 그림 3.8에서 균형적인 전류 출력으로 인해, 여섯 권선 전압의 페이지가 그려지는 동안 동일한 궤적을 반복하여 그리는 것을 알 수 있다.

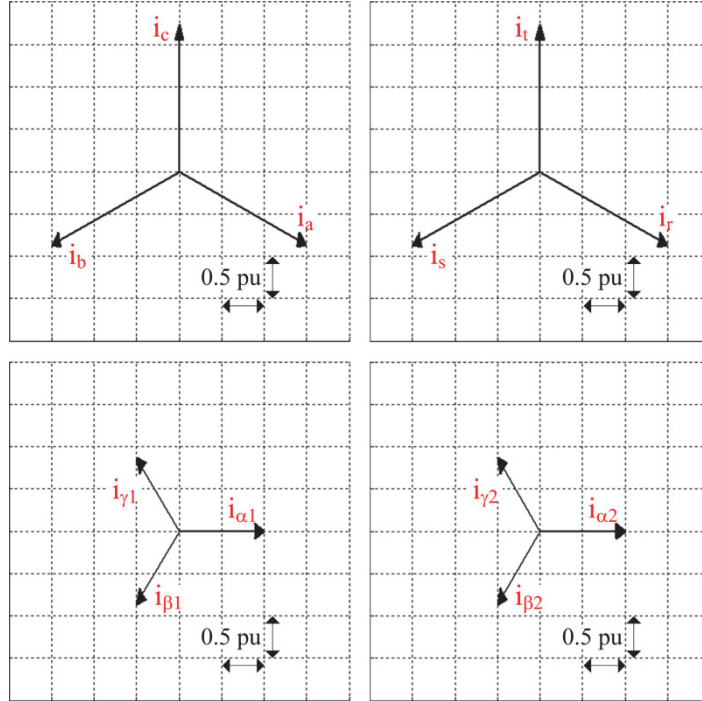


그림 3.8 컨버터 전류와 권선 전류의 페이지 다이어그램 1:
양쪽 컨버터 전류가 정격인 경우.

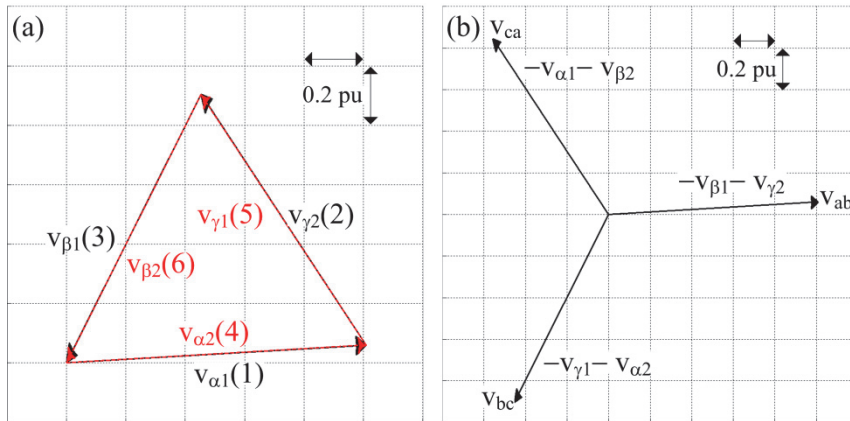


그림 3.9 권선 전압의 페이지 다이어그램 1:
양쪽 컨버터 전류가 정격인 경우.

그림 3.8과 그림 3.9는 DDSW가 적용된 변압기 또는 전동기 응용에서 정상 운전 시 일반적으로 나타나는 권선의 전류와 전압을 의미한다. 한쪽 컨버터가 탈락하는 사고 운전은 탈락하는 컨버터의 전류가 영인 경우로, 탈락하지 않는 컨버터가 정격으로 전류를 출력하면 그림 3.10과 그림 3.11의 페이지 다이어그램을 얻을 수 있다. 그림 3.10에서 rst 컨버터가 전혀 전류를 공급하지 않더라도, $\alpha_1\beta_1\gamma_1$ 권선과 $\alpha_2\beta_2\gamma_2$ 권선에는 위상에서 120도 차이를 보이는 정격 전류가 흐르는 것을 알 수 있다. 이 때 DDSW가 변압기를 통해 계통에 공급하는 전력은 정상 운전 시 각 권선 전류가 정격의 절반일 때와 동일하므로, 사고 운전은 정상 운전에 비해 동일한 전력 변환에서 변압기 권선의 동손이 4배 증가하는 것을 알 수 있다. 하지만 사고 운전 시에는 탈락한 컨버터의 반도체 손실이 발생하지 않고 변압기의 철손도 달라질 수 있으므로, 전체 손실을 정확히 추산하기 위해서는 복합적인 분석이 이루어져야 한다.

그림 3.11은 사고 운전 시 권선 전압의 페이지 다이어그램을 나타내고 있다. 권선 전류 간 위상 차이로 인해 그림 3.9(a)와 달리 그림 3.11(a)에서는 여섯 권선 전압의 페이지가 그려지는 동안 궤적이 반복되지 않는다. 탈락하지 않은 abc 컨버터 입장에서는 권선 전압에 의해 나타나는 컨버터의 선간 전압(v_{ab} , v_{bc} , v_{ca})이 중요하다. 그림 3.11(b)에 나타난 것처럼 사고 운전시 컨버터 선간 전압의 크기는 1.027 pu로, 그림 3.9(b)의 정상 운전 시 컨버터 선간 전압의 크기인 1.012 pu에 비해 1.48 % 증가하였다. 즉, 사고 전후로 컨버터가 감당해야 하는 전압에는 큰 차이가 없으므로, DDSW가 적용된 응용에서는 동일한 직류단 전압으로 컨버터 탈락 사고 대응이 가능함을 확인할 수 있다.

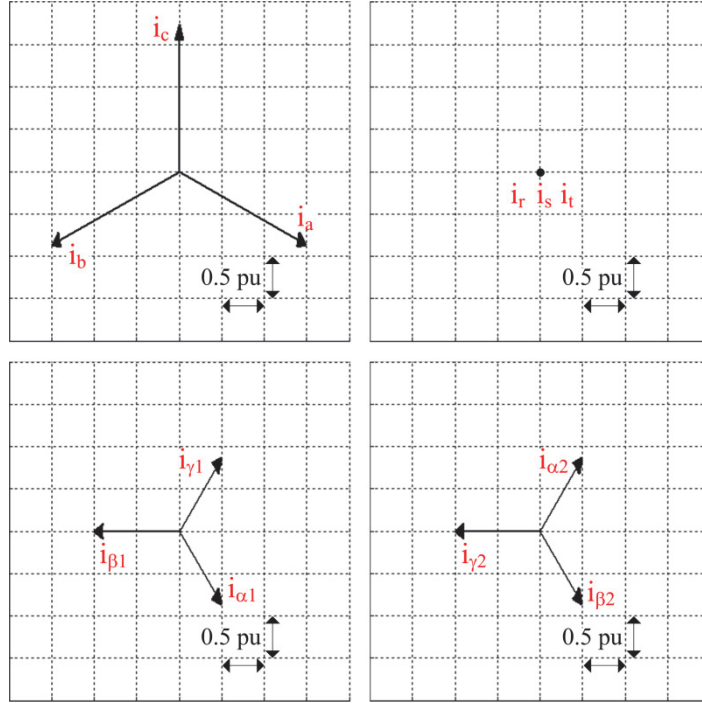


그림 3.10 컨버터 전류와 권선 전류의 페이지 다이어그램 2:
abc 컨버터 전류가 정격이면서 rst 컨버터 전류가 영인 경우.

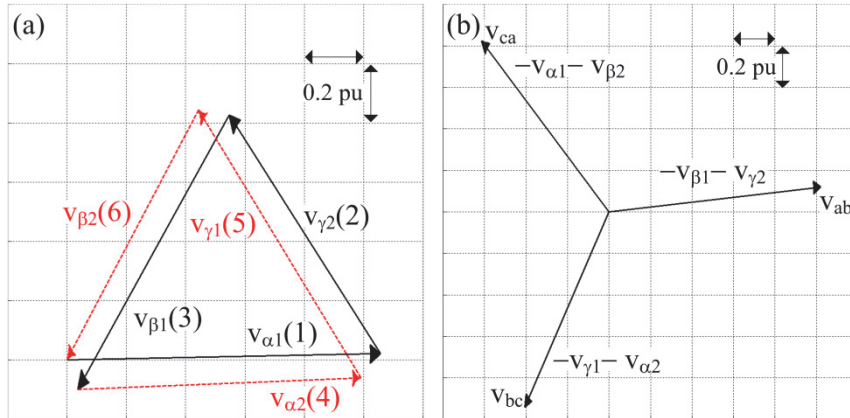


그림 3.11 권선 전압의 페이지 다이어그램 2:
abc 컨버터 전류가 정격이면서 rst 컨버터 전류가 영인 경우.

3.6 실험 결과

3.6.1 실험 목적

본 장에서는 DDSW의 변압기 응용에서의 전력 제어를 다루고 있는데, 앞서 기술한 제어 방법의 유효성을 실제 실험 결과를 통해 검증하도록 한다. 동기 좌표계 상에서 d - q 전류를 조절함에 따라 유/무효 전력이 어떻게 달라지는지 살펴본다. 또한, 컨버터 1기만 동작하는 상황의 전력 제어 및 고조파 특성에 대해서도 분석하도록 한다.

3.6.2 실험 조건

실험을 위해 그림 3.12의 5 kVA 소용량 변압기 1대를 주문 제작하였다. 이 변압기는 그림 3.3(a)에 보여진 권선 구조를 가진다. 코어에 가까운 안쪽의 저압 권선과 바깥쪽의 고압 권선이 하나의 데크(deck)를 이루고, 두 개의 데크가 위아래로 한 코어에 배치되었다. 그림 3.3(b)와 달리 1차단 권선끼리는 직렬 연결하였는데, 이러한 구성은 1차단 권선들에 대해 약간의 임피던스 불균형을 허용할 수 있다. 그림 3.12의 변압기는 1차단과 2차단 권선의 델타-델타 구조에서 4:1의 전압 변환비를 갖고, 실험을 위해서 1차단 권선은 220V-60Hz 계통이 연결되었다. 제작된 변압기는 테스트에서 5 kVA 기준 0.032 pu의 누설 인덕턴스를 보였다. 3.2.2절에서 언급한 측정용 권선은 각 데크마다 전력용 권선과는 별도로 덧대어 감았고, 같은 림에 감긴 측정용 권선끼리는 직렬 연결하여 해당 림에서 권선들이 공유하는 자속의 미분 변화를 관찰하였다. 측정용 권선은 전압 계측이 주 목적으로, 위상이 다른 측정용 권선끼리는 전기적인 연결

을 하지 않았다. 수식 (3.5)의 동기 좌표계 관계식을 얻기 위해, 측정용 권선을 통해 측정된 전압인 e_α 와 e_β 로부터 $e_{\alpha\gamma}$, $e_{\beta\alpha}$, $e_{\gamma\beta}$ 를 구하고, 이 전압들에 대한 위상을 PLL을 통해 파악하였다[34].

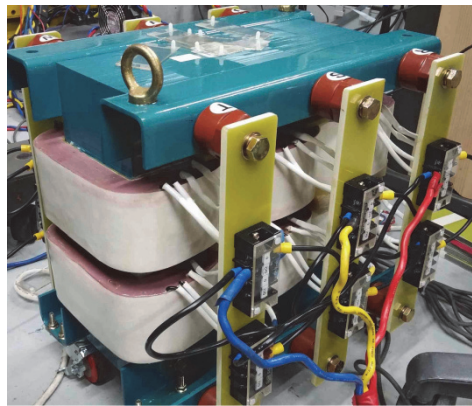


그림 3.12 실험을 위한 소용량 변압기.

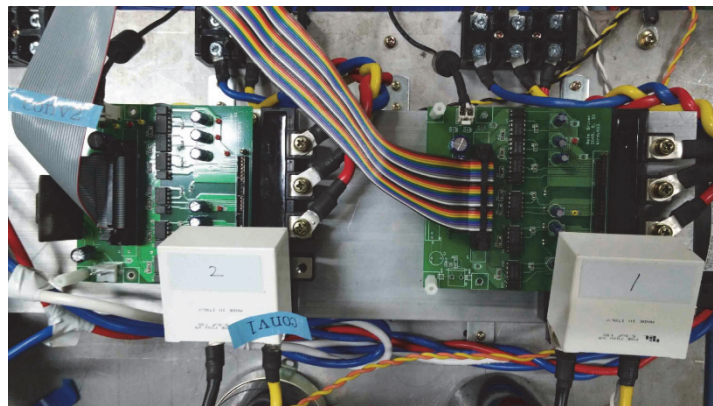


그림 3.13 실험용 소용량 컨버터.

그림 3.13은 실험을 위해 사용된 소용량 컨버터 두 대의 스위칭 소자 부분이다. 그림 3.13의 컨버터는 다양한 실험을 위해 제작된 것으로, 600V-75A의 3

상 풀브릿지(full-bridge) 모듈로 구성되었다. 각 컨버터의 직류단 전압은 서로 전기적으로 분리된 직류 전압원에 의해 100 V가 공급되었다. PWM에 사용된 삼각파의 주파수는 3.75 kHz로, 전류 제어를 위한 샘플링 주파수는 7.5 kHz이다. PWM을 위한 삼각파들은 서로 180도 위상 차이가 나도록 설정하였다. 한 레그(leg)에서 위아래 반도체 소자 간 단락(short)을 막기 위한 데드 타임(dead time)은 2.5 μ s로 설정하였다.

3.6.3 실험 결과 검토

우선, DDSW에 참여하는 양쪽 컨버터 모두에서 정격 전류인 37A를 q축 전류 지령으로 설정하였을 때 전류 및 전압을 그림 3.14에 나타내었다. 양쪽 컨버터는 동일한 전류 지령에 따라 제어되었기 때문에, 그림 3.14에는 컨버터 1의 d-q 전류(i_{dl} , i_{ql})만이 표시되었다. 그림 3.14에 보여지듯, d축 전류는 0A로 유효 전력만이 정격으로 출력될 것을 예상할 수 있다. 변압기를 거친 후 계통으로 흐르는 A상 전류 i_{ag} 는 기본파에서 19.1 A였는데, 이것은 3상을 고려할 때 220V 계통에 대해서 5.15 kW에 해당하는 유효 전력이다. 계통 전류의 THD는 11.9 %로 다소 높은 편인데, 실험에 사용된 소용량 변압기는 누설 인덕턴스가 0.032 pu로 일반적인 MVA급 대용량 변압기의 0.06 pu보다 작은 사실을 감안해야 한다. 또한, 그림 2.16과 같은 변압기의 병렬을 통해 인터리빙을 적용하면 고조파 특성을 좀더 개선할 수 있다.

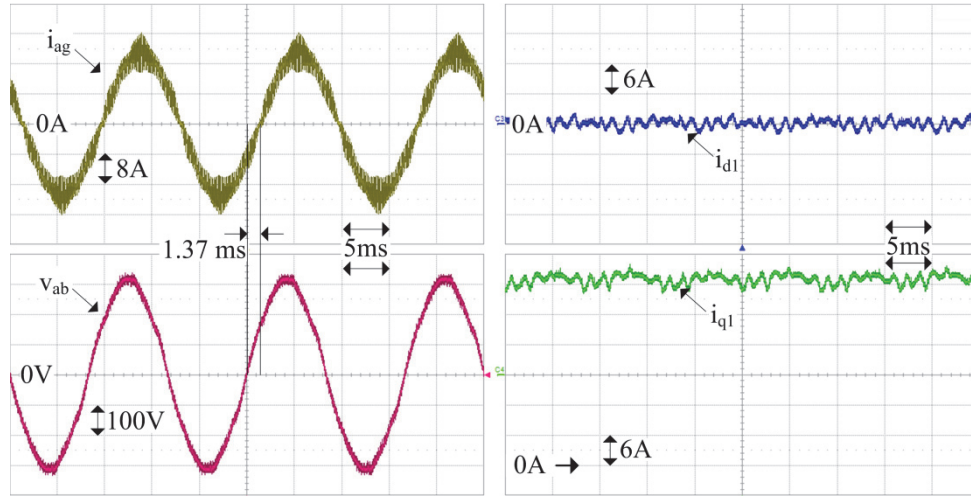


그림 3.14 정격 유효 전력 출력 1.

그림 3.14에서 계통 전류는 계통 선간 전압인 v_{ab} 에 대해서 약 1.37 ms의 시 지연(time delay)을 가지고 영을 지난다. 이러한 차이는 60 Hz 계통 선간 전압에 대해 29.6도의 차이로서, 그림 2.8의 페이지 다이어그램을 고려할 때 계통 전류가 계통 상 전압의 위상과 거의 일치할 것으로 예상할 수 있다. 그림 3.15는 그림 3.14의 실험에서 계통 선간 전압들을 자세히 관찰한 것이다. 3상 전압의 합은 영이므로, 선간 전압들인 v_{ab} 와 v_{ca} 의 차이로부터 계통 A상 전압과 위상이 일치하는 $3v_{as}$ 를 얻을 수 있다. 그림 3.15에서 계통 전류와 계통 상 전압은 서로의 위상이 일치하여, 유효 전력만 공급되는 역률이 1인 상황임을 알 수 있다. 그림 3.16은 양쪽 컨버터에 q축 전류 지령을 정격의 절반인 18.5A로 하였을 때 실험 결과이다. 그림 3.14에 비해 계통 전류가 위상은 그대로이면서 크기만 절반으로 줄어, 유효 전력이 절반으로 감소한다. 따라서, 변압기의 축정용 권선을 이용한 유효 전력 제어 방법이 효과가 있음을 알 수 있다.

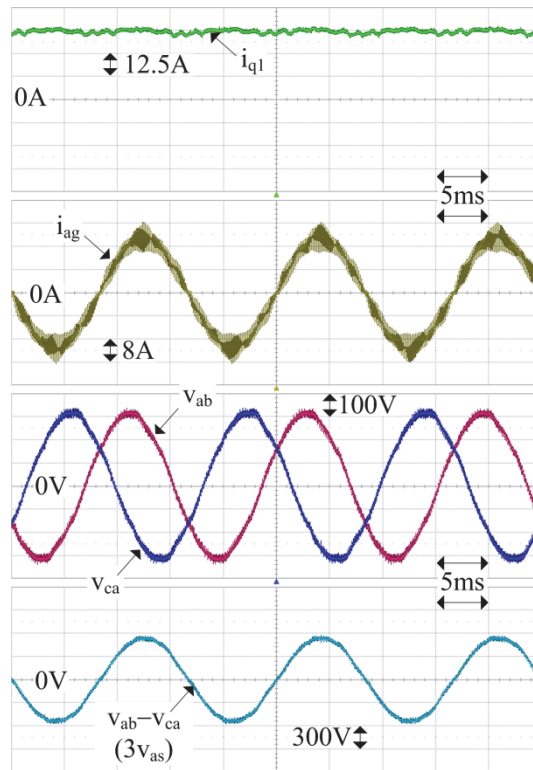


그림 3.15 정격 유효 전력 출력 2.

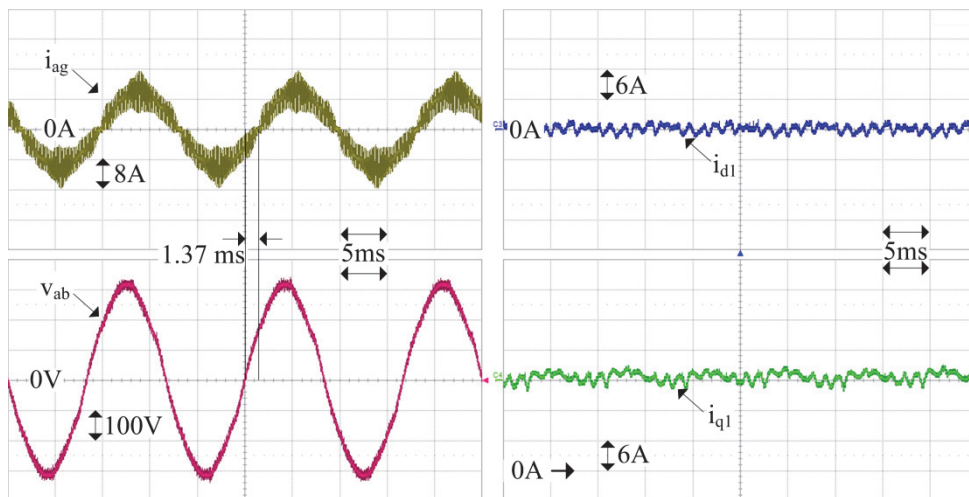


그림 3.16 정격의 50% 유효 전력 출력.

계통 사고 시 계통에 연계된 컨버터가 무효 전력을 공급하게 되면 계통의 전압 안정화에 기여할 수 있다. 제안된 방법에서는 동기 좌표계 d축 전류 제어를 통해 이러한 무효 전력의 공급을 조절할 수 있다. 무효 전력은 계통 전압을 기준으로 계통에 공급하는 전류가 진상인 경우와 지상인 경우로 나뉜다. 그림 3.17과 그림 3.18은 순서대로 진상 무효 전력과 지상 무효 전력이 계통에 공급되는 경우에 대한 실험 결과이다. 각 컨버터의 q축 전류 지령은 정격의 70%일 때, 정격의 20%에 해당하는 전류가 d축 지령으로 설정되었다. 계통 전류의 진상과 지상 여부를 쉽게 파악하기 위해, 역률이 1일 때 계통 전류가 영을 지나는(zero-crossing) 지점을 계통 선간 전압으로부터 유추하여 U로 표시하였다.

그림 3.17과 그림 3.18은 동기 좌표계 상에서 전류 벡터의 크기는 같으면서 전류 벡터가 q축에 대해 이루는 각도가 서로 대칭인 조건이다. 그림에서처럼 q축 전류 지령이 양의 값인 상황에서, d축 전류 지령이 음이면 진상 역률이 되고 d축 전류 지령이 양이면 지상 역률이 된다. 즉, 그림 3.17과 그림 3.18은 피상 전력이 일정한 상황에서 제안된 제어 방법에 따라 d축 전류를 조절하여 무효 전력의 특성을 변화시키는 예시를 보여주고 있다. 앞선 실험 결과들과 종합할 때, 제안된 전력 제어 방법을 통해 DDSW가 응용된 변압기에서 유/무효 전력 제어가 모두 가능함을 알 수 있다.

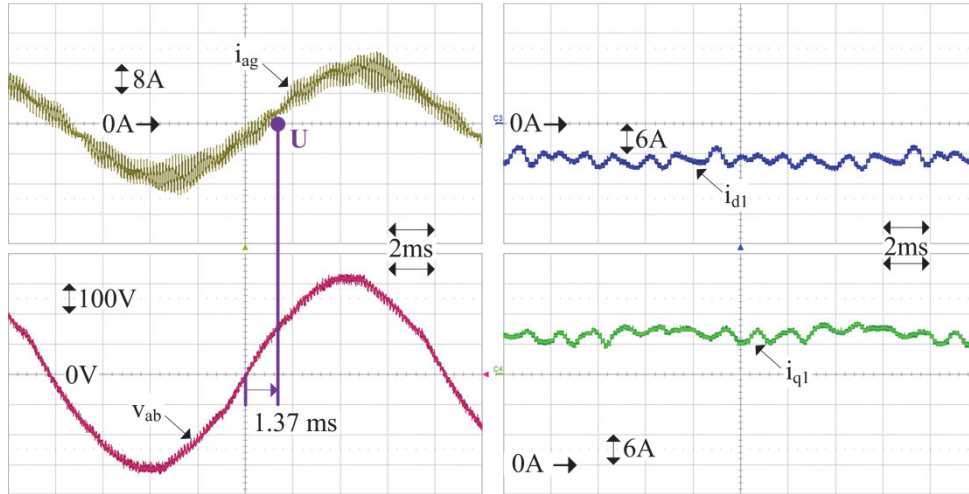


그림 3.17 진상 무효 전력 출력 예시.

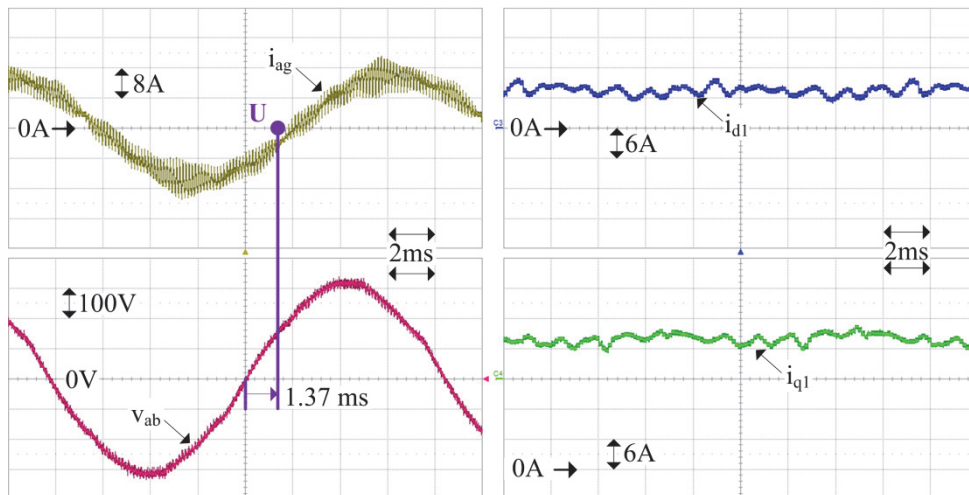


그림 3.18 지상 무효 전력 출력 예시.

추가로, 컨버터 1기가 탈락하는 사고 상황에서의 전력 제어 및 고조파 특성을 살펴본다. DDSW에 참여하는 양쪽 컨버터가 모두 정상적으로 정격의 유효 전력을 계통에 공급할 때 컨버터 및 계통의 전류는 그림 3.19와 같고, 컨버터 1기만 동작하는 경우 컨버터 및 계통 전류는 그림 3.20과 같다.

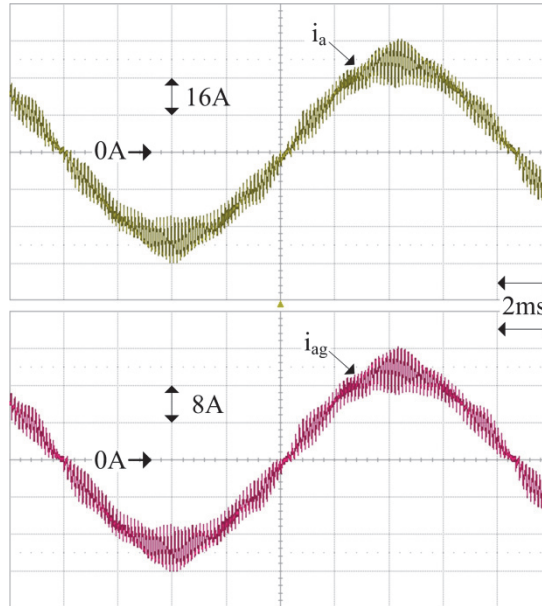


그림 3.19 정상 운전 시 컨버터 전류 및 계통 전류.

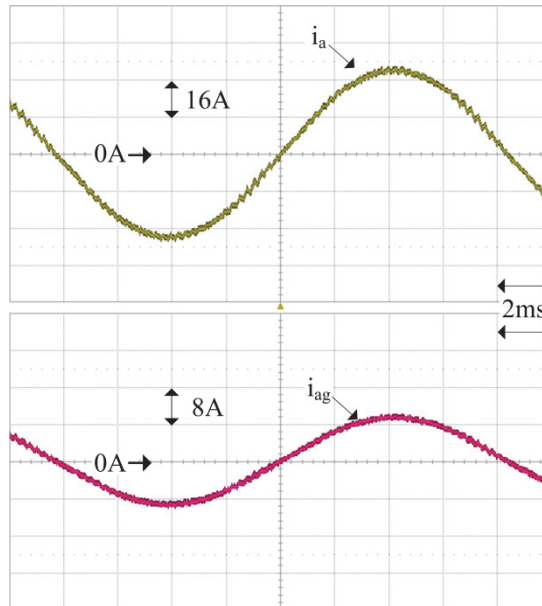


그림 3.20 사고 운전 시 컨버터 전류 및 계통 전류.

우선, 정상 운전 시에는 컨버터 전류(i_a)의 기본파 성분이 38.43 A였고, 계통 전류(i_{ag})는 기본파 성분이 19.28 A였다. 이에 반해 사고 운전 시에는 컨버터 전류의 기본파 성분이 36 A였고, 계통 전류는 기본파 성분이 9.29 A였다. 샘플링 오차로 인해 기본파 성분에서 약간의 차이는 있지만, 사고 시 동작하는 컨버터가 사고 전과 동일하게 정격 전류를 출력할 때, 계통으로 공급되는 전류는 다른 컨버터의 탈락으로 인해 절반으로 줄어든 것을 알 수 있다. 이러한 사고 시 계통 전류의 변화는 계통으로 공급되는 전력이 절반이 된 것을 의미하고, (3.9)에서 i_{q1} 은 컨버터 정격 전류이면서 i_{q2} 가 0인 상황이다. 실험 결과로 보여진 바와 같이, DDSW의 변압기 응용에서 컨버터 1기가 탈락하더라도 정상 운전 정격의 절반에 해당하는 전력을 계통에 공급할 수 있다.

여기서 기본파 성분 외에 각 전류의 고조파 맥동에 주목할 필요가 있다. 변압기 양단의 전류에 포함된 고조파 맥동은 일차적으로 불필요한 손실을 의미하고, 특히 계통 전류의 고조파 맥동은 관련 규정에 의해 일정 수준 이하로 유지되어야 한다[38]. 즉, 출력 전류의 PWM 고조파 특성이 좋게 유지되어야 높은 효율에서 계통 연계 규정을 만족하는 지속적인 운전이 가능하다. 그런데 그림 3.19와 그림 3.20의 비교에서 드러나듯이, 컨버터 1기가 탈락하면 오히려 컨버터 및 계통 전류의 고조파 특성이 좋아진다. 즉, 컨버터 전류의 THD는 11.9%에서 2.5%로, 계통 전류의 THD는 12%에서 3.58%로 낮아진다. 이것은 2.3.2절에서 비교한 다른 토폴로지들에 대해서 제안된 DDSW가 가지는 매우 뛰어난 장점으로, 컨버터 1기 탈락시에도 시스템 설정 상의 변경없이 우수한 고조파 특성을 유지할 수 있다. 사고 시 우수한 고조파 특성을 가지는 원인을 분석하기 위해, 변압기 권선에 인가되는 전압을 살펴볼 필요가 있다.

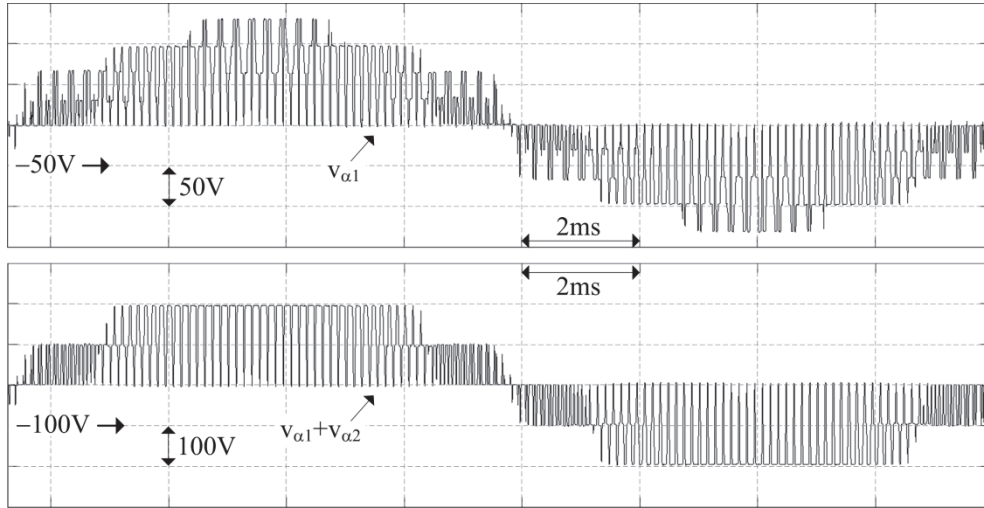


그림 3.21 정상 운전 시 컨버터 측 권선 전압.

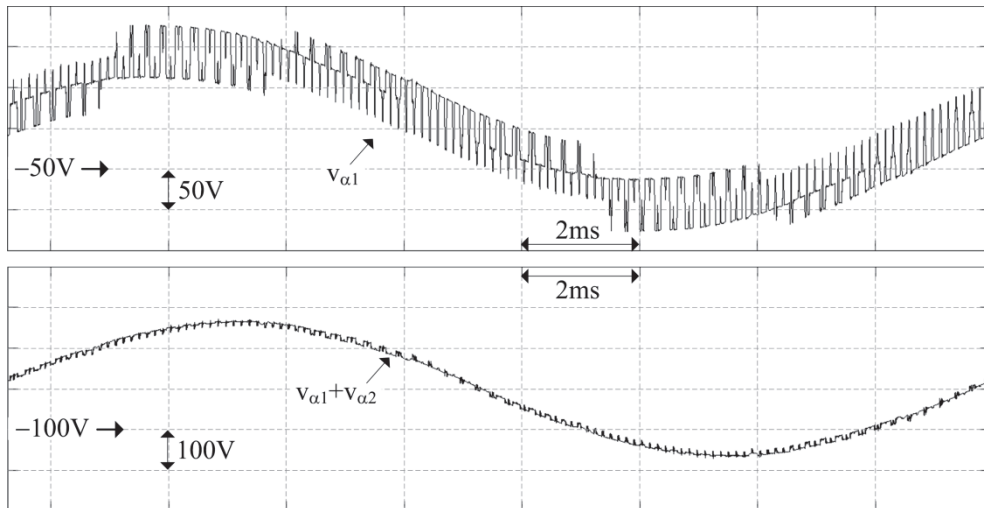


그림 3.22 사고 운전 시 컨버터 측 권선 전압.

그림 3.21과 그림 3.22는 각각 그림 3.19와 그림 3.20에서 컨버터에 의해 α_1 권선(그림 2.4)에 인가되는 전압 $v_{\alpha 1}$ 과 변압기의 컨버터 측 α 상 권선 전압들의 합($v_{\alpha 1} + v_{\alpha 2}$)을 나타내고 있다. 변압기의 컨버터 측 단자에서 같은 위상인 전압

들의 합을 보는 이유는, 유도 부하(inductive load)에서 전류는 전압의 적분이고 같은 상의 전류끼리는 변압기를 통해 자속이 합쳐지기 때문이다. 그림 3.21에서 DDSW에 참여하는 양쪽 컨버터가 모두 동작하는 경우는 합 전압의 전위가 $\pm 200V$, $\pm 100V$, $0V$ 로 불연속적인 분포를 보이는데, 이러한 특징은 일정한 직류 전압원에 기반하여 전압을 합성하는 전압형 컨버터에서 볼 수 있는 전형적인 전압 출력 패턴이다. 이와 다르게 그림 3.22에 나타나듯이, 사고 시 컨버터 측 권선의 합 전압은 정현파(sinewave)에 매우 가깝다.

그림 3.5에서 컨버터 1기가 탈락 하면 컨버터가 직접 전위를 결정할 수 없는 노드들이(r, s, t) 생긴다. 이 노드들의 전위는 컨버터의 전압 출력 및 변압기의 자속 변화에 동시에 영향을 받는다. 예를 들어, 그림 3.5에서 α_1 권선은 컨버터에서 출력한 v_{ac} 전압에 의해 전기적으로 영향을 받지만, 동시에 변압기 림을 통해서 v_{cb} 의 영향을 받는 α_2 권선의 변화도 자기적으로 전달 받는다. 결국 컨버터 1기만 동작하여도 변압기 권선의 결선에 의해 자기적인 인터리빙 효과가 나타난다.

그림 3.23과 그림 3.24는 그림 3.21과 그림 3.22의 주파수 스펙트럼(spectrum)으로, 변압기 권선에 인가되는 전압에 컨버터의 PWM 고조파들이 보인다. 권선 전압 $v_{\alpha 1}$ 의 7.5 kHz 배수 고조파들에서, 사고 운전 시에는 정상 운전에 비해 전반적으로 낮은 전압 맥동이 나타난다. 컨버터 1기 탈락 시에는 개별 권선에 걸리는 전압 특성이 향상될뿐더러, 전압의 합($v_{\alpha 1} + v_{\alpha 2}$)에 대해서는 고조파 특성이 더더욱 향상되는 것을 알 수 있다. 즉, 컨버터 사고 운전 시 변압기 권선에 의한 자기적인 인터리빙 효과가 매우 뛰어난 것을 알 수 있다.

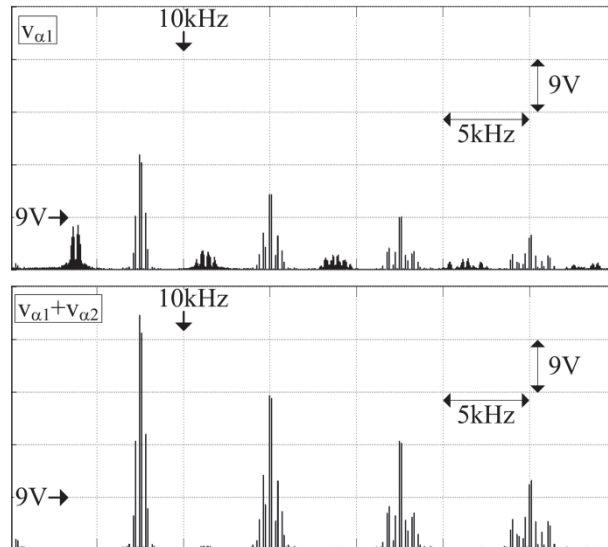


그림 3.23 정상 운전 시 컨버터 측 권선 전압 - 주파수 특성.

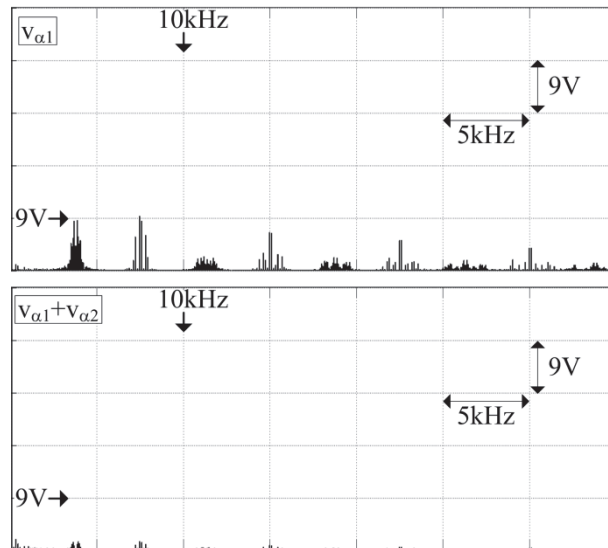


그림 3.24 사고 운전 시 컨버터 측 권선 전압 - 주파수 특성.

살펴본 바와 같이 DDSW의 변압기 응용에서 컨버터 1기가 탈락하더라도 고조파 특성은 매우 우수하게 유지되어 지속적인 운전이 가능할 것을 예상할 수 있다. 오히려 컨버터 1기가 탈락하였을 때 고조파 특성이 향상되는데, 이것은 변압기의 유효한 권선 계수가 절반으로 떨어져 계통에 공급할 수 있는 전력이 절반으로 감소하는 대신 얻을 수 있는 장점이다. 일반적으로 권선 계수를 높여 권선의 부피 및 무게를 줄이고자 하지만, DDSW에서는 정상 운전 시에 사용되는 권선을 사고 발생 시에도 그대로 활용하는 것이므로 부피 및 무게에 있어서 추가적인 부담은 없게 된다.

제 4 장 DDSW의 전동기 응용

본 장에서는 DDSW를 전동기에 응용하기 위한 제어 방법에 대해서 다룬다. 대용량 전동기는 팬이나 펌프 같은 빠른 동특성에 대한 요구가 상대적으로 낮은 영역에서 널리 사용되고 있고, 전동기는 주로 유도기(induction machine)가 사용된다. 본 장에서는 DDSW가 유도기에 적용되었을 때, 자속 기준 제어(field-oriented control)를 하기 위한 모델링 및 제어 방법에 대해 논의한다.

4.1 토크 제어를 위한 유도기 모델링

DDSW를 전동기에 적용하기 위해서는 변압기와 달리 회전하는 자속에 대한 설계적인 고려가 필요하다. 전동기나 제어기의 설계적인 측면에서 DDSW의 적용이 지나치게 복잡하면, DDSW의 여러 장점에도 불구하고 실제 활용도가 떨어지는 문제가 발생할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 이미 상용화 된 유도기에 적용 가능한 제어 방법을 논하고자 한다.

4.1.1 동기 좌표계 d-q 등가 모델링

유도기는 산업계에서 가장 널리 사용되는 전동기의 하나로서, 교류 계통에 직입하여 고정된 주파수로 운전하는 경우가 많다. 하지만 이러한 경우에는 유도기 기동 시 급작스런 교류 전압의 투입으로 인해 기동 전류가 커지는 단점이 있어, 이를 줄이기 위한 여러 가지 기동 방법이 있다[39], [40]. 여러 방법

중에 기동 모드와 정상 운전 모드에서 결선을 바꾸는 방법들이 있는데, 그 중에서도 기동 시에는 결선을 직렬 연결하여 임피던스를 늘려 기동 전류를 억제 하면서, 속도를 올린 뒤 정상 운전 모드에서는 결선을 병렬로 전환하여 구동 하는 방법이 있다.

이러한 직렬-병렬 전환형 유도기는 고정자 권선이 여섯 개로, DDSW를 곧바로 적용하기에 매우 적합한 구조이다. 또한 직렬 결선에서 병렬 결선으로 전환되더라도 전동기의 극수(pole number)가 바뀌지 않으므로, 두 개의 고정자 3상 권선은 회전하는 자속 생성에 대칭적인 기여를 하는 것을 알 수 있다. 따라서 이러한 유도기를 등가적인 2극 모델로 표현하면 그림 4.1과 같다.

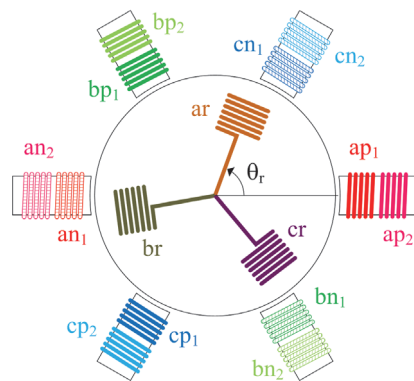


그림 4.1 직렬-병렬 전환형 유도기의 2극 모델.

일반적으로 유도기의 등가 회로 모델을 구할 때, 공간 상의 각도에 따라서 권선이 감긴 횟수(turn number)가 정현적으로 분포하는 것을 가정한다. 정현 분포된 권선의 등가적인 권선 수가 총 N_s 이면, 전동기는 (4.1)과 같은 여자 인덕턴스(magnetizing inductance)를 갖는다[41].

$$L_{ms} = \mu_0 (N_s)^2 \left(\frac{rl}{g} \right) \left(\frac{\pi}{4} \right). \quad (4.1)$$

수식에서 μ_0 는 공기의 투자율(permeability)을 의미하고, g 는 공극(air gap)의 길이를 의미한다. 또한, r 은 공극이 형성되어 있는 공간의 반지름, l 은 전동기의 축방향 길이를 의미한다.

그림 4.1에 나타낸 바와 같이, DDSW를 적용하는 유도기는 고정자 권선을 반으로 분리하여 사용하므로, (4.2)와 같이 (4.1)에 비해 4분의 1로 감소한 여자 인덕턴스를 갖는다.

$$L_{msd} = \mu_0 \left(\frac{N_s}{2} \right)^2 \left(\frac{rl}{g} \right) \left(\frac{\pi}{4} \right) = \frac{1}{4} L_{ms}. \quad (4.2)$$

이러한 특성을 반영하고 기존의 연구에 따라[41], 유도기에서 생성되는 고정자 및 회전자 자속에 대한 방정식을 세우면 (4.3)과 같다. N_r 은 회전자 권선의 등가 권선수를 의미하고, i_{aro} , i_{bro} , i_{cro} 는 회전자의 전류를 의미한다. θ_r 은 그림 4.1에서 고정자 권선에 대해 회전자 권선이 이루는 각도이다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{\alpha 1} \\ \lambda_{\beta 1} \\ \lambda_{\gamma 1} \end{bmatrix} = L_{ls} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{\gamma 1} \end{bmatrix} + L_{msd} \cdot A_m \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} + i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 1} + i_{\beta 2} \\ i_{\gamma 1} + i_{\gamma 2} \end{bmatrix} + 2 \frac{N_r}{N_s} L_{msd} \cdot T_{rs}[\theta_r] \cdot \begin{bmatrix} i_{aro} \\ i_{bro} \\ i_{cro} \end{bmatrix} \quad (4.3-a)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{\alpha 2} \\ \lambda_{\beta 2} \\ \lambda_{\gamma 2} \end{bmatrix} = L_{ls} \begin{bmatrix} i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \\ i_{\gamma 2} \end{bmatrix} + L_{msd} \cdot A_m \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} + i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 1} + i_{\beta 2} \\ i_{\gamma 1} + i_{\gamma 2} \end{bmatrix} + 2 \frac{N_r}{N_s} L_{msd} \cdot T_{rs}[\theta_r] \cdot \begin{bmatrix} i_{aro} \\ i_{bro} \\ i_{cro} \end{bmatrix} \quad (4.3-b)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{aro} \\ \lambda_{bro} \\ \lambda_{cro} \end{bmatrix} = L_{lro} \begin{bmatrix} i_{aro} \\ i_{bro} \\ i_{cro} \end{bmatrix} + 4 \left(\frac{N_r}{N_s} \right)^2 L_{msd} \cdot A_m \cdot \begin{bmatrix} i_{aro} \\ i_{bro} \\ i_{cro} \end{bmatrix} + 2 \frac{N_r}{N_s} L_{msd} \cdot T_{sr}[\theta_r] \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} + i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 1} + i_{\beta 2} \\ i_{\gamma 1} + i_{\gamma 2} \end{bmatrix}. \quad (4.3-c)$$

L_{ls} 와 L_{lro} 는 각각 고정자와 회전자의 누설 인덕턴스를 의미한다. 수식 (4.3)에

서 설명되지 않은 행렬은 (4.4)와 같다.

$$\mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.4-a)$$

$$\mathbf{T}_{rs}[\theta_r] = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (4.4-b)$$

$$\mathbf{T}_{sr}[\theta_r] = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos\theta_r \end{bmatrix}. \quad (4.4-c)$$

DDSW의 유도기 적용에서도 마찬가지로, 권선보다는 컨버터 전류를 기준으로 제어기를 구성하는 것이 구현상 용이하다. 그림 3.4의 변압기 2차단 권선의 구조는 유도기의 고정자 권선에 그대로 대응되고, (3.2)의 전류 관계에 따라 유도기에서 생성되는 자속을 다시 정리할 필요가 있다.

덧붙여, 회전자와 고정자 사이에 존재하는 권선 수 차이로 인한 복잡함을 소거하기 위해, (4.5)의 규칙에 따라 회전자의 값들을 고정자측으로 변환할 수 있다. 수식 (4.5)는 전압, 전류 및 자속에 대한 변환을 A상을 기준으로 설명하였다.

$$\frac{N_s}{N_r} \frac{v_{aro}}{2} = v_{ar} \quad (4.5-a)$$

$$2 \frac{N_r}{N_s} i_{aro} = i_{ar} \quad (4.5-b)$$

$$\frac{N_s}{N_r} \frac{\lambda_{aro}}{2} = \lambda_{ar} \quad (4.5-c)$$

$$\left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 \frac{R_{ro}}{4} = R_r. \quad (4.5-d)$$

수식 (4.5-d)의 저항에 대한 변환 관계식은 인덕턴스에도 동일하게 적용된다. 수식 (4.5)를 적용하여, (3.2)의 전류 관계에 따른 자속 차의 방정식을 유도하면 (4.6)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{a1} - \lambda_{\gamma 2} \\ \lambda_{\beta 1} - \lambda_{a2} \\ \lambda_{\gamma 1} - \lambda_{\beta 2} \end{bmatrix} = L_{ls} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_{msd} \begin{bmatrix} i_a + i_r \\ i_b + i_s \\ i_c + i_t \end{bmatrix} + L_{msd} \cdot T_{rs}[\theta_r] \cdot \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (4.6-a)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_r \\ \lambda_s \\ \lambda_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{a2} - \lambda_{\gamma 1} \\ \lambda_{\beta 2} - \lambda_{a1} \\ \lambda_{\gamma 2} - \lambda_{\beta 1} \end{bmatrix} = L_{ls} \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_{msd} \begin{bmatrix} i_a + i_r \\ i_b + i_s \\ i_c + i_t \end{bmatrix} + L_{msd} \cdot T_{rs}[\theta_r] \cdot \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (4.6-b)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_u \\ \lambda_v \\ \lambda_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{ar} - \lambda_{cr} \\ \lambda_{br} - \lambda_{ar} \\ \lambda_{cr} - \lambda_{br} \end{bmatrix} = (L_{lr} + \frac{3}{2} L_{msd}) \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + L_{msd} \cdot T_{sr}[\theta_r] \cdot \begin{bmatrix} i_a + i_r \\ i_b + i_s \\ i_c + i_t \end{bmatrix} \quad (4.6-c)$$

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ar} - i_{cr} \\ i_{br} - i_{ar} \\ i_{cr} - i_{br} \end{bmatrix}. \quad (4.6-d)$$

회전자 자속도 컨버터 전류로 표현하기 위해, (4.6-c) 및 (4.6-d)와 같이 회전자 변수 간에도 차이를 구하여 자속 방정식을 정립하였다. 저항에 의한 전압 강하를 더하여 마찬가지로 전압의 차이에 대한 방정식을 구하면, (2.1)에 따라 컨버터 전압에 대해 (4.7)이 성립한다. 여기서 v_{ae} , v_{be} , v_{ce} 및 v_{re} , v_{se} , v_{te} 는 (3.1)과 마찬가지로 각 컨버터로부터 출력되는 동상 전압이 아닌 기본파 성분 제어에 유의미한 전압이다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_a \\ \mathbf{v}_b \\ \mathbf{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{\alpha 1} - \mathbf{v}_{\gamma 2} \\ \mathbf{v}_{\beta 1} - \mathbf{v}_{\alpha 2} \\ \mathbf{v}_{\gamma 1} - \mathbf{v}_{\beta 2} \end{bmatrix} = \mathbf{R}_s \begin{bmatrix} \mathbf{i}_a \\ \mathbf{i}_b \\ \mathbf{i}_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\mathbf{v}_{ae} + \mathbf{v}_{re} \\ 2\mathbf{v}_{be} + \mathbf{v}_{se} \\ 2\mathbf{v}_{ce} + \mathbf{v}_{te} \end{bmatrix} \quad (4.7-a)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_r \\ \mathbf{v}_s \\ \mathbf{v}_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{\alpha 2} - \mathbf{v}_{\gamma 1} \\ \mathbf{v}_{\beta 2} - \mathbf{v}_{\alpha 1} \\ \mathbf{v}_{\gamma 2} - \mathbf{v}_{\beta 1} \end{bmatrix} = \mathbf{R}_s \begin{bmatrix} \mathbf{i}_r \\ \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_t \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_r \\ \lambda_s \\ \lambda_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\mathbf{v}_{re} + \mathbf{v}_{ae} \\ 2\mathbf{v}_{se} + \mathbf{v}_{be} \\ 2\mathbf{v}_{te} + \mathbf{v}_{ce} \end{bmatrix} \quad (4.7-b)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_u \\ \mathbf{v}_v \\ \mathbf{v}_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{ar} - \mathbf{v}_{cr} \\ \mathbf{v}_{br} - \mathbf{v}_{ar} \\ \mathbf{v}_{cr} - \mathbf{v}_{br} \end{bmatrix} = \mathbf{R}_r \begin{bmatrix} \mathbf{i}_u \\ \mathbf{i}_v \\ \mathbf{i}_w \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_u \\ \lambda_v \\ \lambda_w \end{bmatrix}. \quad (4.7-c)$$

수식 (4.6) 및 (4.7)을 복소 벡터(complex vector)로 나타내면, 3상 전압 및 자속을 평면 상의 복소수 변수로 다룰 수 있게 된다. 이러한 3상 변수에서 복소 벡터로의 전환은 (4.8)을 따른다[41].

$$\vec{f}_{abc} = \frac{2}{3}(f_{as} + a \cdot f_{bs} + a^2 \cdot f_{cs}), \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}}. \quad (4.8)$$

수식 (4.8)에 따라, (4.6)을 복소 벡터로 표현하면 (4.9)와 (4.10)을 얻을 수 있다. 이후의 수식에서 L_m 은 L_{msd} 의 1.5배에 해당하는 값이다.

$$\vec{\lambda}_{abc} = L_s \vec{i}_{abc} + L_m \vec{i}_{rst} + L_m \vec{i}_{uvw} \cdot e^{j\theta_r} \quad (4.9-a)$$

$$\vec{\lambda}_{rst} = L_s \vec{i}_{rst} + L_m \vec{i}_{abc} + L_m \vec{i}_{uvw} \cdot e^{j\theta_r} \quad (4.9-b)$$

$$\vec{\lambda}_{uvw} = L_r \vec{i}_{uvw} + L_m (\vec{i}_{abc} + \vec{i}_{rst}) \cdot e^{-j\theta_r} \quad (4.9-c)$$

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (4.10-a)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m. \quad (4.10-b)$$

유도기는 고정자와 회전자 자속의 회전하는 주파수 차이인 슬립(slip)을 이용해 토크를 발생시키는데, 회전각에 슬립에 의한 각이 더해져 고정자 자속의

회전각이 정해진다. 이러한 고정자 자속의 회전각인 θ 를 기준으로, (4.11)에 따라 고정자와 회전자 변수들을 동기 좌표계로 변환할 수 있다[41].

$$\vec{f}_{dqs} = e^{-j\theta} \vec{f}_{abcs} = f_{ds} + j \cdot f_{qs} \quad (4.11-a)$$

$$\vec{f}_{dqr} = e^{-j(\theta-\theta_r)} \vec{f}_{abcr} = f_{dr} + j \cdot f_{qr} \quad (4.11-b)$$

수식 (4.11-a)는 고정자 변수를 동기 좌표계로, (4.11-b)는 회전자 변수를 동기 좌표계로 변환해준다. 따라서, (4.9-a)와 (4.9-b)에는 $e^{-j\theta}$ 를 양변에 곱해주고 (4.9-c)에는 $e^{-j(\theta-\theta_r)}$ 를 곱하여, 동기 좌표계 자속 방정식을 (4.12)와 같이 얻을 수 있다.

$$\vec{\lambda}_{dqs1} = L_s \vec{i}_{dqs1} + L_m (\vec{i}_{dqs2} + \vec{i}_{dqr}) \quad (4.12-a)$$

$$\vec{\lambda}_{dqs2} = L_s \vec{i}_{dqs2} + L_m (\vec{i}_{dqs1} + \vec{i}_{dqr}) \quad (4.12-b)$$

$$\vec{\lambda}_{dqr} = L_r \vec{i}_{dqr} + L_m (\vec{i}_{dqs1} + \vec{i}_{dqs2}) \quad (4.12-c)$$

수식 (4.7)의 전압에 대해서도 마찬가지로 변환 과정을 거쳐, 동기 좌표계 상에서 (4.13)과 같이 나타낼 수 있다. 수식에서 ω 와 ω_r 은 각각 θ 와 θ_r 의 미분을 의미한다. 수식 (4.13)의 자속들은 (4.12)의 자속들과 동일하다.

$$\vec{v}_{dqs1} = R_s \vec{i}_{dqs1} + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{dqs1} + j\omega \cdot \vec{\lambda}_{dqs1} \quad (4.13-a)$$

$$\vec{v}_{dqs2} = R_s \vec{i}_{dqs2} + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{dqs2} + j\omega \cdot \vec{\lambda}_{dqs2} \quad (4.13-b)$$

$$\vec{v}_{dqr} = R_r \vec{i}_{dqr} + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{dqr} + j(\omega - \omega_r) \cdot \vec{\lambda}_{dqr} \quad (4.13-c)$$

수식 (4.12) 및 (4.13)으로부터 그림 4.2와 같은 d-q 등가회로를 얻을 수 있다. 이것은 이중 3상(dual three-phase) 혹은 6상(six-phase) 권선이 와이로 결선된 유

도기의 등가회로 모델과 동일하다[42], [43]. 이러한 기존의 유도기 d-q 등가 모델에서 상호 누설 인덕턴스(mutual leakage inductance)가 고려 되기도 하는데[44], 이것은 대칭적이지 않게 3상 권선이 나누어지는 경우(split phase belt)에서 고려될 사항이다[45]. 그림 4.2로부터 알 수 있는 사실은, 고정자 권선이 기존과 다르게 델타로 결선되어 있더라도, 컨버터 전류에 대해서 기존과 동일한 모델링을 적용할 수 있다는 것이다. 다만 컨버터 전류를 기준으로 모델링 하다보니, 전류, 전압 및 자속의 정격 값에서 변화가 있게 된다.

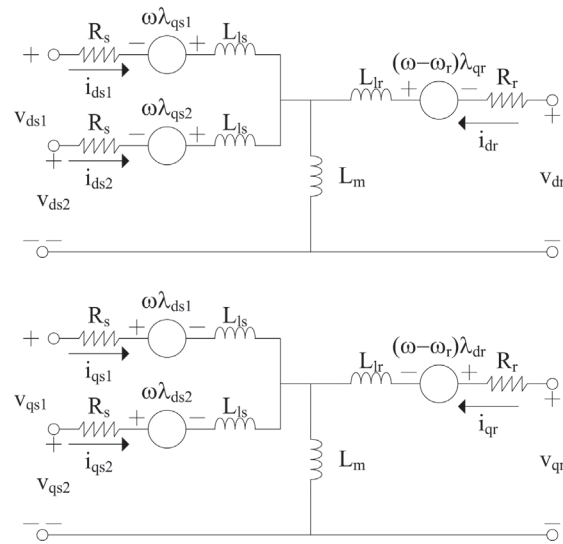


그림 4.2 더블 델타 권선에 의한 동기 좌표계 유도기 등가회로.

4.1.2 동기 좌표계 상의 토크 제어

전동기가 소모하는 전력으로부터 기계적인 출력에 관여하는 부분을 선별하고 속도를 나눠주면, 토크에 관련된 식을 얻을 수 있다[41]. 그런데 (4.13)은 제어를 위한 등가적인 모델링으로서, 수식 상의 변수들이 실제 토크와 어떠한

관계를 가지는지 (3.8)의 경우처럼 살펴볼 필요가 있다.

수식 (4.14)는 복소 벡터로 표현된 전압과 전류의 전력에 관한 식으로, 실제 전력과의 일치를 위해 η_m 으로 표시된 계수를 사용하였다. 아래 수식에서 윗첨자 ‘*’는 공액 복소수(complex conjugate)를 의미한다.

$$P_e = \eta_m \cdot \text{Re}[\vec{v}_{dq1} \cdot \vec{i}_{dq1}^* + \vec{v}_{dq2} \cdot \vec{i}_{dq2}^* + \vec{v}_{dqr} \cdot \vec{i}_{dqr}^*] \quad (4.14)$$

수식 (4.13)의 전압을 (4.14)에 대입한 후 동손 및 인덕턴스의 에너지 변화량 등을 걸러내고[41], 양변을 기계 속도로 나누면 (4.15)의 토크 식을 유도할 수 있다. 아래 수식의 P는 전동기의 극수를 의미한다.

$$T_e = \eta_m \cdot \frac{P}{2} L_m \cdot \text{Im}[(\vec{i}_{dq1} + \vec{i}_{dq2}) \cdot \vec{i}_{dqr}^*] \quad (4.15)$$

수식 (4.15)는 토크를 회전자 및 고정자의 전류로만 표현한 것으로 물리적인 의미를 보다 쉽게 이해하기 위해 다른 형태로 표현될 수도 있다. 회전자의 자속($\vec{\lambda}_{dqr}$)은 모두 동기 좌표계 d축에만 위치하도록 동기각인 θ 를 설정하고, (4.12-c)로부터 \vec{i}_{dqr} 을 회전자 자속과 고정자 전류로 표현하여 (4.15)에 대입하면, 토크는 (4.16)과 같이 표현된다.

$$T_e = \eta_m \cdot \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (4.16)$$

수식 (4.16)으로부터, 회전자의 자속이 λ_{dr} 로 형성되어 있을 때, 각 컨버터로부터 고정자 권선에 생성된 q축 전류를 조절하여 토크를 제어할 수 있음을 알 수 있다. η_m 을 결정하기 위해서, 회전자의 자속이 어떠한 값을 갖는지 살펴볼 필요가 있다.

농형(squirrel-cage) 유도기는 회전자 전압이 영이므로, (4.12-c)를 (4.13-c)에 대

입하면, d축과 q축에서 각각 (4.17)과 (4.18)을 유도할 수 있다. 수식의 s는 라플라스(Laplace) 연산자를 의미한다.

$$\lambda_{dr} = \frac{L_m}{1 + s \cdot L_r / R_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (4.17)$$

$$\omega_{sl} = \omega - \omega_r = \frac{R_r L_m}{L_r \lambda_{dr}} (i_{qs1} + i_{qs2}). \quad (4.18)$$

전동기 극수 및 L_m 과 L_r 을 알고 있다고 가정하고 수식 (4.17)의 정상 상태를 가정하면, (4.16)의 토크 값은 컨버터 전류만으로 표현이 가능하다. 수식 (4.16)과 (4.17)의 d축과 q축 전류는 컨버터 전류에 대한 것으로, 권선 전류에 대해 $\sqrt{3}$ 배의 크기를 갖는다. 토크 방정식 상의 다른 상수들은 기존의 이중 3상 유도 전동기와 동일한 의미를 지니므로[43], η_m 은 1/2이 되어야 실제 전력과 일치하게 된다. 이것은 (3.9)와도 일치하는 결과이다.

덧붙여, 컨버터 전류를 기준으로 설정하면, (4.17)에서 d축 회전자 자속의 크기는 원래 정격의 $\sqrt{3}$ 배를 제어적인 정격으로서 갖게 된다. 수식 (4.18)에서 d축 회전자 자속은 분모에 들어가게 되는데, q축 전류가 권선 전류의 경우보다 $\sqrt{3}$ 배 크게 인가되어야 하므로, 비율적으로 $\sqrt{3}$ 끼리 서로 상쇄되어 슬립 주파수는 권선 전류를 기준으로 세워진 모델과 동일한 의미를 갖는다.

수식 (4.17)과 (4.18)은 회전자 자속이 d축에만 존재하도록 동기각을 정의하였을 때 얻어진 결과로, (4.18)의 슬립 주파수 및 측정된 회전 속도로부터 얻은 동기각으로 좌표변환을 하면[46], (4.17)에 따라 각 컨버터로부터 만들어진 d축 전류들로 회전자 자속을 조절할 수 있고, 컨버터의 q축 전류들을 조절하면 (4.16)에 따라 토크 출력을 제어할 수 있게 된다.

4.1.3 동기 좌표계 상의 비간접 제어기

앞서 유도한 (4.16)과 (4.17)에 따라 전류를 조절하여 유도기의 토크 및 자속을 제어할 수 있으므로, DDSW가 적용된 유도기의 토크 제어를 위해서는 전류 제어기 구성이 필수적이다. 수식 (4.12)와 (4.13)에 나타나듯이, 고정자 권선과 회전자 권선의 전압과 전류는 서로 영향을 주고 받는다. 회전자 권선의 전압과 전류는 통상적으로 측정할 수 없으므로, 제어성 확보를 위해서는 고정자 권선만의 값으로 수식을 정리할 필요가 있다.

회전자 자속의 경우 (4.17)에 따라 회전자 전류에 대한 직접적인 제어가 아니라도 고정자 d축 전류로 간접적인 제어가 가능하다고 여겨지기 때문에, (4.12-c)로부터 (4.19)와 같이 회전자 전류를 고정자 전류와 회전자 자속으로 대체하여 표현하도록 한다.

$$\vec{i}_{dqr} = \frac{1}{L_r} \vec{\lambda}_{dqr} + \frac{L_m}{L_r} (\vec{i}_{dqs1} + \vec{i}_{dqs2}). \quad (4.19)$$

수식 (4.19)를 (4.12-a)와 (4.12-b)에 대입하여 정리하면 (4.20)이 된다.

$$\vec{\lambda}_{dqs1} = L_{ss} \vec{i}_{dqs1} + L_{sc} \vec{i}_{dqs2} + \frac{L_m}{L_r} \vec{\lambda}_{dqr} \quad (4.20-a)$$

$$\vec{\lambda}_{dqs2} = L_{sc} \vec{i}_{dqs1} + L_{ss} \vec{i}_{dqs2} + \frac{L_m}{L_r} \vec{\lambda}_{dqr} \quad (4.20-b)$$

$$L_{sc} = L_m - L_m^2 / L_r \quad (4.20-c)$$

$$L_{ss} = L_s - L_m^2 / L_r = L_{ls} + L_{sc}. \quad (4.20-d)$$

농형 유도기임을 가정하면 (4.13-c)로부터 (4.21)을 얻을 수 있고, 여기에 다시 (4.19)를 대입하여 정리하면, 회전자 자속의 미분 변화를 고정자 전류 및 회전자 자속만으로 표현할 수 있다. 이것을 (4.20)과 함께 (4.13-a)와 (4.13-b)에

대입하여 정리하면, 회전자 전류없이 고정자 전류 및 회전자 자속만으로 표현되는 전압 방정식을 (4.22)와 같이 얻을 수 있다.

$$\frac{d}{dt}\vec{\lambda}_{dqr} = -R_r \vec{i}_{dqr} - j(\omega - \omega_r) \cdot \vec{\lambda}_{dqr} \quad (4.21)$$

$$\begin{aligned} \vec{v}_{dqs1} = & (R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2}) \vec{i}_{dqs1} + L_{ss} \frac{d}{dt} \vec{i}_{dqs1} + L_{sc} \frac{d}{dt} \vec{i}_{dqs2} \\ & + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \vec{i}_{dqs2} + j\omega L_{ls} \vec{i}_{dqs1} + \vec{v}_{comm} \end{aligned} \quad (4.22-a)$$

$$\begin{aligned} \vec{v}_{dqs2} = & (R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2}) \vec{i}_{dqs2} + L_{ss} \frac{d}{dt} \vec{i}_{dqs2} + L_{sc} \frac{d}{dt} \vec{i}_{dqs1} \\ & + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \vec{i}_{dqs1} + j\omega L_{ls} \vec{i}_{dqs2} + \vec{v}_{comm} \end{aligned} \quad (4.22-b)$$

$$\vec{v}_{comm} = \frac{L_m}{L_r} (-\frac{R_r}{L_r} + j\omega_r) \cdot \vec{\lambda}_{dqr} + j\omega L_{sc} (\vec{i}_{dqs1} + \vec{i}_{dqs2}). \quad (4.22-c)$$

수식 (4.22)에 나타나듯, 컨버터 전류에 대한 전압 방정식은 abc 컨버터 전류 (\vec{i}_{dqs1})의 미분과 rst 컨버터 전류(\vec{i}_{dqs2})의 미분이 교차해서 나타나는 복잡한 형태를 띤다. 전향 보상의 형태로 서로 다른 좌표 간에 간섭을 배제하여 전동기 구동의 성능을 높이는 방법이 있지만[47], 이를 (4.22)에 적용하기 위해서는 전향 보상 전압에 노이즈(noise)에 취약한 미분 변화를 포함해야 한다. 미분 변화를 무시하고 속도에 관계되는 항목만 보상하는 방법도 있으나[43], 이 역시 서로 다른 컨버터 간의 영향을 충분히 배제하기에는 한계가 있다. 측정용 권선을 통해 권선에 쇄교하는 자속의 미분 변화를 파악할 수 있는 변압기 응용과 달리, 유도기는 회전체의 자속을 다뤄야 하므로 이러한 어려움이 발생한다.

본 논문에서는 컨버터 간의 비간섭화와 한 컨버터 내에서도 d-q축 간의 비

간섭화 구현을 위한 제어 방법을 제안한다. 이를 위해 (4.22)의 수식을 좀더 정리할 필요가 있다. 수식 (4.22)의 미분항에 대하여 (4.23)과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sc} \\ L_{sc} & L_{ss} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \vec{i}_{dqs1} \\ \vec{i}_{dqs2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{v}_{dqs1} \\ \vec{v}_{dqs2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2}) \vec{i}_{dqs1} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \vec{i}_{dqs2} + j\omega L_{ls} \vec{i}_{dqs1} + \vec{v}_{comm} \\ (R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2}) \vec{i}_{dqs2} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \vec{i}_{dqs1} + j\omega L_{ls} \vec{i}_{dqs2} + \vec{v}_{comm} \end{bmatrix}. \quad (4.23)$$

수식 (4.23)에서 좌측의 인덕턴스 행렬을 역변환하여 정리하면, (4.24)를 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \vec{v}_{dqe1} \\ \vec{v}_{dqe2} \end{bmatrix} = R_{ss} \begin{bmatrix} \vec{i}_{dqs1} \\ \vec{i}_{dqs2} \end{bmatrix} + L_{sc} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \vec{i}_{dqs1} \\ \vec{i}_{dqs2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{sc} \vec{i}_{dqs2} + j\omega(L_{ss} \vec{i}_{dqs1} - L_{sc} \vec{i}_{dqs2}) + \vec{v}_{comm} \\ R_{sc} \vec{i}_{dqs1} + j\omega(L_{ss} \vec{i}_{dqs2} - L_{sc} \vec{i}_{dqs1}) + \vec{v}_{comm} \end{bmatrix} \quad (4.24-a)$$

$$\begin{bmatrix} \vec{v}_{dqs1} \\ \vec{v}_{dqs2} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{sc}} \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sc} \\ L_{sc} & L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{v}_{dqe1} \\ \vec{v}_{dqe2} \end{bmatrix} \quad (4.24-b)$$

$$R_{ss} = \frac{R_s L_{ss}}{L_{ls}} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \quad (4.24-c)$$

$$R_{sc} = \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} - \frac{R_s L_{sc}}{L_{ls}} \quad (4.24-d)$$

$$L_{se} = L_{ss} + L_{sc}. \quad (4.24-e)$$

수식 (4.24-a)에 나타나듯, (4.22)에서 컨버터 간 교차되던(cross-coupling) 미분항이 사라진 것을 알 수 있다. 수식 (4.24-a)를 기준으로, R_{ss} 의 저항과 L_{se} 의 인덕턴스로 이뤄진 플랜트에 대한 PI 제어기를 구성하고[37], 나머지 성분들은 전향 보상에 사용하여 제어기 간 비간섭화에 기여할 수 있다. 유도기의 제정수(parameter)가 정확히 알려져 있다면, 이러한 제어기 구성을 통해 컨버터 사이의 간섭 및 하나의 컨버터 내에서도 d-q축 사이의 간섭을 최소화할 수 있는

제어가 가능하다. 비간섭화를 위해 수식 (4.24-a)를 기준으로 구성된 제어기의 전압 출력은 (4.24-b)에 의해 d-q 등가 모델에 대한 전압 지령으로 변환된다. 그런데 이 d-q 등가 모델은 (4.6)과 같이 권선 자속에 대한 모델에서 컨버터 자속에 대한 모델로 변환된 것으로, (4.24-b)의 d-q 전압들(v_{ds1} , v_{qs1} , v_{ds2} , v_{qs2})을 (3.6)에 따라 (4.25)와 같이 한번 더 변환해야 컨버터가 실제 출력해야 하는 전압 지령(v_{d1} , v_{q1} , v_{d2} , v_{q2})이 된다.

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{d2} \\ v_{q1} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs1} \\ v_{qs2} \end{bmatrix}. \quad (4.25)$$

4.2 컨버터 사고 시 토크 제어

앞선 3.3장과 마찬가지로, 유도기 응용에서도 DDSW에서 컨버터 1기가 탈락하였을 때 상황을 검토한다. 변압기와 마찬가지로 유도기의 고정자 권선만 고려할 경우, 컨버터 1기가 탈락하면 그림 3.5를 참조할 수 있다. 전류에 대해서도 (3.10)이 동일하게 성립하는데, (3.11)과 달리 인덕턴스 및 계통 전압에 대한 부분을 (4.26)과 같이 자속으로 표현할 필요가 있다.

$$\begin{bmatrix} 3v_{ae} \\ 3v_{be} \\ 3v_{ce} \end{bmatrix} = 2R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{\alpha 1} + \lambda_{\beta 2} - \lambda_{\beta 1} - \lambda_{\gamma 2} \\ \lambda_{\beta 1} + \lambda_{\gamma 2} - \lambda_{\gamma 1} - \lambda_{\alpha 2} \\ \lambda_{\gamma 1} + \lambda_{\alpha 2} - \lambda_{\alpha 1} - \lambda_{\beta 2} \end{bmatrix} = 2R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix}. \quad (4.26)$$

수식 (4.26)에 표시된 $\lambda_{\alpha 1}$, $\lambda_{\beta 1}$, $\lambda_{\gamma 1}$ 등을 (4.3)을 이용하여 표현한 후, λ_a , λ_b , λ_c 에 대해 정리하면 (4.27)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = (2L_{ls} + \frac{3}{2}L_{msd}) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_{msd} \cdot T_{srf}[\theta_r] \cdot \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \\ i_z \end{bmatrix} \quad (4.27-a)$$

$$T_{srf}[\theta_r] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \pi/3) & \cos(\theta_r + \pi/3) & \cos(\theta_r + \pi) \\ \cos(\theta_r + \pi) & \cos(\theta_r - \pi/3) & \cos(\theta_r + \pi/3) \\ \cos(\theta_r + \pi/3) & \cos(\theta_r + \pi) & \cos(\theta_r - \pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.27-b)$$

$$\begin{bmatrix} i_x \\ i_y \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ar} - i_{br} \\ i_{br} - i_{cr} \\ i_{cr} - i_{ar} \end{bmatrix}. \quad (4.27-c)$$

앞선 4.1장의 전개와 유사하지만, 약간씩의 차이를 보인다. 우선, 컨버터의 탈락으로 권선이 직렬로 연결되면, (4.26)의 저항과 마찬가지로 2배의 누설 인덕턴스(L_{ls})가 작용한다. 또한, 수식 (4.27-b)는 (4.4-b)와 60도 차이를 보이고 있고, (4.27-c)는 회전자 권선 전류 사이의 관계가 (4.6-d)와 다르다. 회전자 자속을 (4.27)처럼 abc 컨버터 전류에 대해서 표현하기 위해서는, (4.27-c)의 관계에 따라 회전자 자속 간의 차를 구하여 (4.28)과 같이 정리하면 된다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_x \\ \lambda_y \\ \lambda_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{ar} - \lambda_{br} \\ \lambda_{br} - \lambda_{cr} \\ \lambda_{cr} - \lambda_{ar} \end{bmatrix} = (L_{lr} + \frac{3}{2}L_{msd}) \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \\ i_z \end{bmatrix} + L_{msd} \cdot T_{srf}[\theta_r] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.28-a)$$

$$T_{srf}[\theta_r] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \pi/3) & \cos(\theta_r + \pi) & \cos(\theta_r + \pi/3) \\ \cos(\theta_r + \pi/3) & \cos(\theta_r - \pi/3) & \cos(\theta_r + \pi) \\ \cos(\theta_r + \pi) & \cos(\theta_r + \pi/3) & \cos(\theta_r - \pi/3) \end{bmatrix}. \quad (4.28-b)$$

수식 (4.8)에 따라 고정자와 회전자의 자속을 복소 벡터로 나타내면 (4.29)와 같다.

$$\vec{\lambda}_{abc} = (L_{ls} + L_s) \vec{i}_{abc} + L_m \vec{i}_{xyz} \cdot e^{j\theta_s} \quad (4.29-a)$$

$$\vec{\lambda}_{xyz} = L_r \vec{i}_{xyz} + L_m \vec{i}_{abc} \cdot e^{-j\theta_s} \quad (4.29-b)$$

$$\theta_s = \theta_r - \frac{\pi}{3}. \quad (4.29-c)$$

수식 (4.29)를 (4.9)와 비교하면, 회전자 기준은 기존의 θ_r 에서 $\pi/3$ 만큼 이동한 것을 알 수 있다. 이러한 각도의 변화는 영구자석 동기 전동기(permanent magnet synchronous motor)처럼 회전자가 자체적으로 회전자 자속의 방향을 정하는 방식에서는 의미가 있으나, 농형 유도 전동기는 모든 각도에 대해서 대칭적인 형상이고 회전자 자속이 고정자에 의해 만들어지므로[48], $\pi/3$ 의 반영은 유도기 기동 시 처음 시작하는 각도 설정 이상의 의미가 없다. 즉, θ_s 의 미분값은 θ_r 의 미분값과 같으므로 슬립 주파수에 대한 영향이 없다.

앞 절과 마찬가지로 변환을 거치면, d-q 동기 좌표계 상의 전압 및 자속 방정식을 (4.30)과 같이 유도할 수 있다.

$$3\vec{v}_{dq} = 2R_s \vec{i}_{dqs} + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{dqs} + j\omega \cdot \vec{\lambda}_{dqs} \quad (4.30-a)$$

$$\vec{v}_{dqr} = R_r \vec{i}_{dqr} + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{dqr} + j(\omega - \omega_r) \cdot \vec{\lambda}_{dqr} \quad (4.30-b)$$

$$\vec{\lambda}_{dqs} = (L_{ls} + L_s) \vec{i}_{dqs} + L_m \vec{i}_{dqr} \quad (4.30-c)$$

$$\vec{\lambda}_{dqr} = L_r \vec{i}_{dqr} + L_m \vec{i}_{dqs}. \quad (4.30-d)$$

수식 (4.30)으로부터 토크, 자속 및 슬립에 대한 수식을 (4.31)과 같이 얻을 수 있다. 수식 전개는 4.1절과 유사하므로 자세한 전개는 생략한다.

$$T_e = \frac{1}{2} \cdot \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_{dr} \cdot i_{qs} \quad (4.31-a)$$

$$\lambda_{dr} = \frac{L_m}{1 + s \cdot L_r / R_r} i_{ds} \quad (4.31-b)$$

$$\omega_{sl} = \omega - \omega_r = \frac{R_r}{L_r} \frac{L_m}{\lambda_{dr}} i_{qs}. \quad (4.31-c)$$

회전자 전류를 소거한 고정자 전압 방정식도 (4.32)와 같이 유도된다.

$$3\vec{v}_{dq} = 2(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2})\vec{i}_{dqs} + L_{sf} \frac{d}{dt} \vec{i}_{dqs} + \frac{L_m}{L_r} (-\frac{2R_r}{L_r} + j\omega_r) \cdot \vec{\lambda}_{dqr} + j\omega L_{sf} \vec{i}_{dqs} \quad (4.32-a)$$

$$L_{sf} = L_{ss} + L_{ls}. \quad (4.32-b)$$

비간섭화를 고려해야 되는 정상 운전에 비해, 컨버터 사고 시 전압 방정식은 매우 간단하므로, (4.32)의 저항과 인덕턴스를 참고하여 전류 제어기의 이득을 설정할 수 있다[37]. 전류 제어를 바탕으로 (4.31)의 식에 따라 d축과 q축 전류를 조절하면 원하는 토크 제어를 달성할 수 있다.

4.3 실험 결과

4.3.1 실험 목적

본 장에서는 DDSW가 적용된 유도기를 컨버터 전류 기준으로 모델링하고 비간섭 제어를 이용하여 토크를 제어하는 방법에 대해 다루고 있다. 유도기에 다양한 부하를 인가하여 토크가 제대로 출력되는지 확인하고, 제안된 비간섭 제어기가 성능적으로 효과가 있는지 검토한다. 3장의 변압기 응용과 마찬가지로 컨버터 1기가 탈락하여 나머지 컨버터 1기만 동작하는 사고 상황의 운전에 대해서도 검토하도록 한다.

4.3.2 실험 조건

유도기 구동을 위한 컨버터는 앞 장의 변압기 실험에서 사용된 그림 3.13의

컨버터가 그대로 사용되었다. 그림 3.13의 컨버터 전압 출력은 그림 4.3의 왼쪽에 보이는 4극 유도 전동기의 권선에 연결되었다. 실험에 사용된 유도기는 본래 220V 또는 440V 전압에서 동작이 가능하도록 6개의 권선으로 제작된 상용 전동기로, 11 kW 정격으로서 1800r/min에서 58 N·m의 토크를 출력할 수 있다. 이러한 유도기의 회전축에는 직류기(DC machine)가 기계적으로 연결되어 다양한 부하에 대한 실험이 가능하다. 부하모터로 연결된 직류기는 정격 속도가 1850 r/min인 19.9 kW 전동기로, 실험하고자 하는 유도기의 정격 토크 및 정격 속도에 대한 부하 실험이 가능하다.

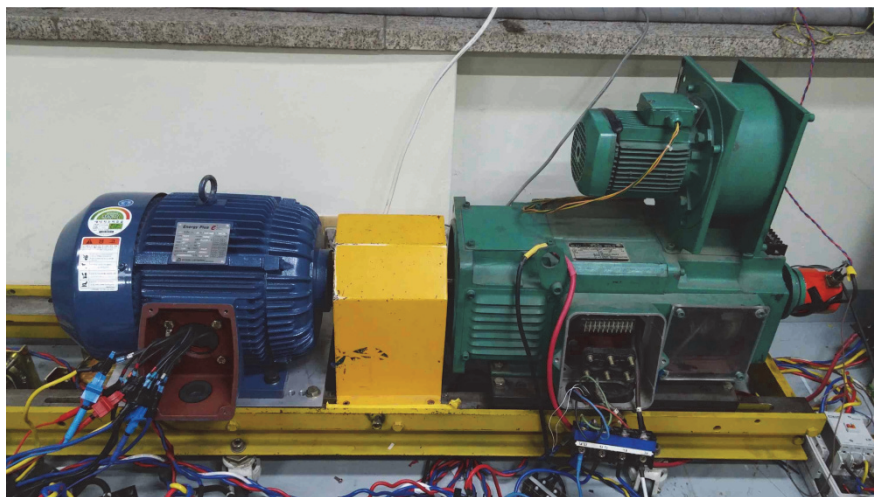


그림 4.3 유도 전동기 및 부하모터.

제안된 토크 제어 방법을 시험하기 위해, 유도기 및 직류기 구동을 위한 PWM 삼각파 주파수는 2.5 kHz로 설정되었고, 샘플링 주파수는 5 kHz였다. 또한 데드타임은 3장의 실험과 마찬가지로 2.5 μ s로 설정되었다. 모터 구동을 위한 컨버터의 직류단은 직류 전압원에 의해 310 V가 공급되었다.

4.3.3 실험 결과 검토

실험에 사용된 유도기는 본래 440V-60Hz 계통 전압을 직입하여 기동한 후 결선을 바꾸어 220V 전압에서 정상 운전 모드로 전환되는데, 이러한 정상 운전 모드에서는 상마다 2개의 권선이 병렬 연결된 3상 델타 형태로 결선되어 구동된다. 본 논문은 유도기 구동에서 PWM 컨버터의 사용을 기본적으로 전제하고 있으므로, 계통 직입 운전보다는 PWM 컨버터를 이용한 유도기 구동 방법 중에 하나를 대조군으로서 제안된 회로 방식과 실험적으로 비교하고자 한다.

컨버터 전압 출력을 유도기 권선에 인가하면, 계통 직입 구동과 달리 유도기의 권선 전류에는 PWM 고조파 맥동이 발생하여 결국에는 고주파 토크 맥동이 나타나게 된다. 수 MW급의 대용량 유도기를 구동하는 컨버터는 스위칭 손실 저감을 위해 낮은 스위칭 주파수로 동작하므로, 유도기의 용량이 커짐에 따라 PWM 고조파로 인해 발생하는 토크 맥동에 대한 부담이 증가하게 된다. 따라서 이러한 경우는 유도기의 상마다 2개의 권선을 병렬하여 하나의 컨버터로 구동하기 보다는, 유도기의 권선을 두 개의 3상 델타 권선으로 분리하여 각 권선에 연결된 컨버터 간 인터리빙 운전을 하는 것이 토크 맥동 저감 측면에서 유리하다. 이러한 컨버터 구동 방식에 본 논문에서 제안된 DDSW 결선 방식까지 적용하면, PWM 컨버터 구동에 의한 토크 맥동을 줄이는 동시에 컨버터 전류의 맥동도 저감할 수 있다. 이러한 유도기의 컨버터 구동 시 결선에 따른 특성 차이는 그림 4.4와 그림 4.5의 간단한 개루프(open loop) 제어 시 실험 결과를 통해서도 확인할 수 있다.

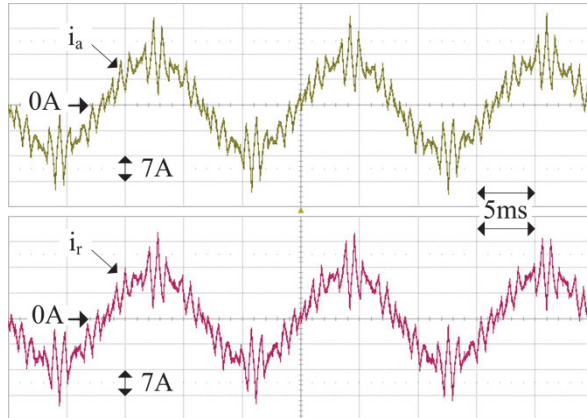


그림 4.4 분리된 3상 델타 결선 시 컨버터 전류.

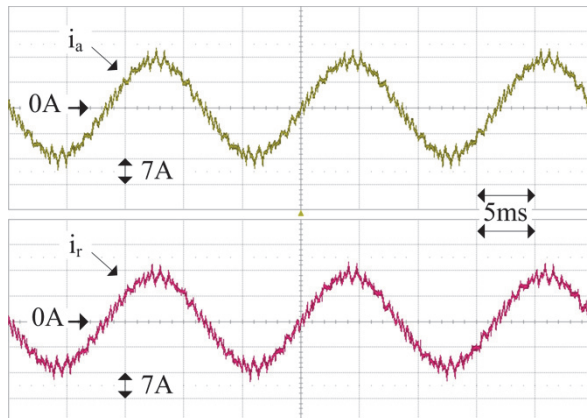


그림 4.5 DDSW에 따른 결선 시 컨버터 전류.

개루프 제어로 정격 주파수에서 무부하 운전 시, 그림 4.4는 두 개의 3상 권선을 분리하여 인터리빙 운전을 한 경우이고 그림 4.5는 DDSW에 따른 결선 방식을 적용하여 인터리빙 운전을 한 경우이다. 그림 4.4와 그림 4.5의 단순한

비교에서도 결선에 따른 컨버터 전류(i_a 와 i_r , 각 컨버터 A상 전류)의 명확한 차이를 확인할 수 있다. 두 방식 모두 기본파 전류는 12.64 A와 12.69 A로 큰 차이가 나지 않았지만, 컨버터 전류의 THD가 그림 4.4는 31.5 %였고 그림 4.5는 10.2 %였다. 하드웨어와 소프트웨어가 동일할 때, 유도기 권선과 컨버터 사이 결선을 단순하게 바꿈으로써 컨버터 전류의 THD가 67.7% 감소하였다.

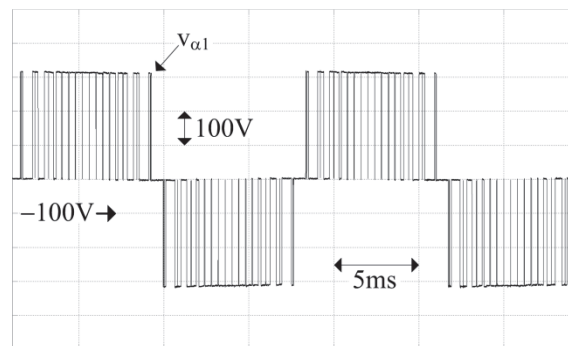


그림 4.6 분리된 3상 델타 결선 시 권선 전압.

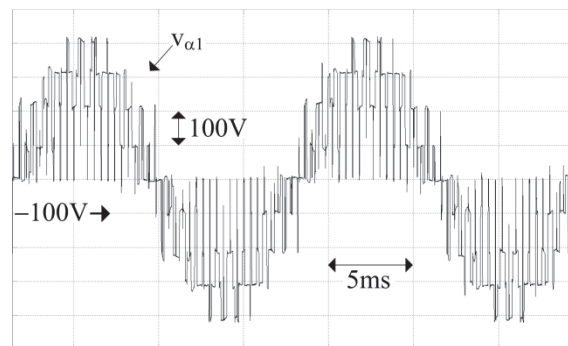


그림 4.7 DDSW에 따른 결선 시 권선 전압.

전류의 PWM 고조파 특성이 향상된 것은 전압 출력 변화에 기인하는 것으로, 그림 4.6과 그림 4.7은 각각 그림 4.4와 그림 4.5의 상황에서 유도기 권선

에 인가되는 전압($v_{\alpha l}$)을 나타낸다. 분리된 델타 결선에서는 권선마다 컨버터의 선간 전압이 곧바로 인가되어 세 가지 전압 레벨만이 권선 전압 변화에서 나타났고, 그림 4.6에서 308.67 V의 기본파 성분에 THD는 53.95 %였다. 변압기 실험 결과와 마찬가지로 유도기의 권선 전압에 대해서도 (2.4)에 따라 멀티 레벨 전압이 인가되어, 그림 4.7에서 306.96 V의 기본파 성분에 THD는 41.57 %였다. 제안된 DDSW 방식이 유도기 권선에 대해서도 효과적임을 알 수 있다.

실험 결과들을 검토하기에 앞서, 일반적인 유도 전동기에 제안된 방식을 적용하기 위해서 구체적으로 어떠한 제정수를 제어에 사용해야 하는지 언급할 필요가 있다. 실험에 사용된 유도기를 기준으로 설명하면, 계통 직입 구동 시 $220V_{rms}$ -60Hz 전압이 인가되어 정상 상태에 이르면 정격 회전자 자속값으로서 $0.825 \text{ V}\cdot\text{s}(220\sqrt{2}/120\pi)$ 를 갖는다. 정격 속도에서 무부하 시 유도기 입력 전류는 여자 전류로, 정격 자속을 나눠주면 (4.17)의 L_m 을 구할 수 있다. 본 논문에서 제안하는 DDSW가 적용된 유도기의 토크 제어 방법은 (4.6)과 (4.7)에 따라 컨버터 전류를 기준으로 하므로, 제어 상의 정격 자속은 $0.825 \text{ V}\cdot\text{s}$ 의 $\sqrt{3}$ 배가 된다. L_m 과 정격 자속을 알고 있으므로, (4.17)에 따라 d축 전류의 합($i_{ds1} + i_{ds2}$)에 대한 정격 값을 구할 수 있다. 여기서 각 컨버터의 d축 전류 정격이 정해지면, 유도기의 정격 전류에 대한 차이로부터 q축 전류 정격을 구할 수 있다. 그 밖의 유도기 파라미터들은 간단한 테스트 또는 제어적인 구동 과정에서 파악할 수 있다[49]. 실험을 위해 사용된 유도기 제정수는 표 4.1과 같다.

표 4.1 실험에 사용된 유도기 제정수.

제정수	값
R_s	0.478 Ω
R_r	0.172 Ω
$L_{ls} (\approx L_{lr})$	1.449 mH
L_m	55.54 mH
λ_{dr_rated}	1.43 V·s
i_{d_rated}	12.87 A _{peak}
i_{q_rated}	25.35 A _{peak}

표 4.1에 나열된 주요 제정수는 그림 4.2의 등가 모델에서 그 의미를 이해할 수 있다. 비간접 제어를 위해 필요한 (4.20)과 (4.24)의 인덕턴스와 저항값들은 표 4.1의 값들과 (4.10)으로부터 계산된다. 또한 표에 나타낸 d축과 q축 전류의 정격은 DDSW에 참여하는 컨버터 1기의 전류 정격을 의미한다. 본 논문에서는 제어의 편의를 위해 d축 전류는 항상 그 정격을 지령으로 하여, 회전자 자속이 정격(λ_{dr_rated})으로 유지되는 운전 조건으로 실험을 진행하였다.

표 4.1의 제정수를 이용하면, (4.16)에 따라 q축 전류들로부터 그에 해당하는 토크를 파악할 수 있다. 표 4.2는 유도기가 속도 제어[37]로 1200r/min을 유지할 때 부하모터의 토크 지령을 10 N·m씩 증가시키면서 관찰한 유도기의 토크 지령이다. 일정 속도 제어 시 유도기의 출력 토크는 부하모터의 출력 토크와 회전 마찰에 의한 토크의 합을 감당해야 한다. 속도를 일정하게 유지하면서 부하모터의 토크에 변화를 주고 유도기의 출력 토크 변화량을 관찰하면, 속도에 비례하는 마찰 토크에 의한 영향을 분석에서 배제할 수 있다. 표 4.2에 따르면, 부하모터의 토크 지령이 10 N·m씩 증가할 때, 유도기의 토크 지령 역시

거의 일정하게 11 N·m 증가하였다. 표 4.2에 나타낸 토크 값들은 모두 토크 지령에 대한 것으로, 이 지령 값들에 대한 실제 토크는 부하모터도 어느 정도 오차가 존재할 수 있다. 여기에 약간의 제정수 오차를 감안하면, (4.16)은 DDSW가 적용된 유도기의 토크 제어에 있어서 물리적으로 유효한 식이라 판단할 수 있다.

표 4.2 부하 토크 변화에 따른 유도기 토크 지령 변화 (1200r/min 운전).

부하모터 토크 지령 [N·m]	유도기 토크 지령 [N·m]	유도기의 토크 증가량 [N·m]
10	13	-
20	23.9	10.9
30	35	11.1
40	46.32	11.32
50	57.34	11.02

대용량 유도기는 주로 팬/펌프 부하를 구동하기 위해 사용되는데, 이러한 부하들은 토크가 속도의 제곱에 비례하는 특성을 가진다. 그림 4.3의 실험 세트에서 부하모터를 이용해 팬/펌프 부하를 모의하도록 하였고, 그림 4.8은 부하모터의 토크 지령인 T_{e_load} 가 속도의 제곱에 비례하도록 인가될 때의 유도기의 속도 제어 결과이다. 속도(ω_{rpm})가 증가함에 따라 양쪽 컨버터의 변조지수인 MI_1 과 MI_2 가 함께 증가하는 것을 알 수 있다. 제어의 편의를 위해 이러한 MI 가 1을 넘지 않는 범위 내에서, 유도기의 속도는 1600 r/min까지 증가시켰다. 유도기로 속도 제어를 하게 되면 유도기 토크 출력은 부하모터의 출력 토크와 회전 마찰에 의한 토크도 감당해야 하므로, 유도기의 정격 토크를 넘지 않기 위해 부하모터는 1650 r/min에서 50 N·m의 토크 지령이 출력되도록 팬/펌프 부하를 모의하였다.

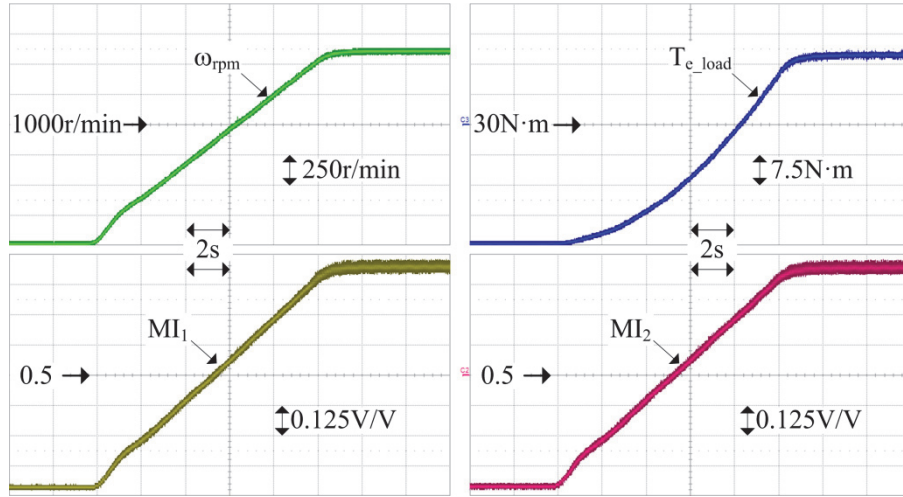


그림 4.8 팬/펌프 모의 실험 - 속도 및 부하.

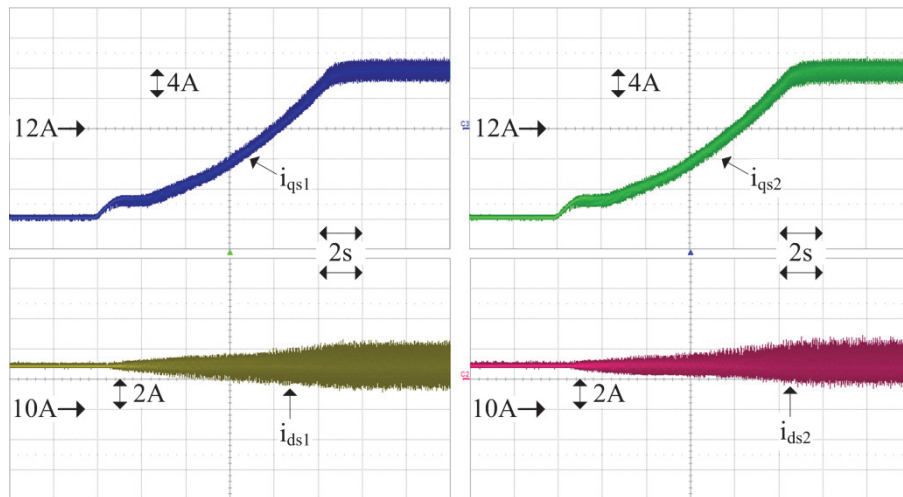


그림 4.9 팬/펌프 모의 실험 -d-q 전류.

그림 4.9는 각 컨버터의 d-q 전류를 나타내고 있다. 그림에서 d축 전류들(i_{ds1} , i_{ds2})은 회전자 자속을 정격으로 유지하기 위해 모든 운전 범위에서 각각의 정격인 12.87 A를 유지하고 있다. (4.16)에 따르면, λ_{dr} 이 일정하게 유지되고 있는 상황으로 유도기의 출력 토크는 q축 전류들(i_{qs1} , i_{qs2})의 합에 비례해야 한다. 그

림 4.9에서 확인할 수 있듯이, q 축 전류들은 그림 4.8의 부하모터의 토크 지령 T_{e_load} 처럼 속도의 제곱에 비례하는 증가를 보인다. 따라서 DDSW가 적용된 유도기에서 컨버터 전류를 기준으로 (4.16)에 따라 토크 제어하는 것이 유효함을 다시 한번 확인할 수 있다. 그림 4.9에서 속도가 증가하면서 d - q 전류들에 맥동이 증가하는데, 이것은 전류에 나타나는 PWM 고조파 맥동의 양상이 달라지기 때문이다. 그림 4.10에는 팬/펌프 모의 실험에서 각 컨버터의 A상 전류(i_a , i_r)를 구간마다 확대한 파형이 나타나 있다. DDSW에서는 변조지수 MI에 따라 출력 전압의 고조파 특성이 달라지는데, 그림 4.8에 보인 바와 같이 속도가 높아지면서 MI가 높아져, 그림 4.10의 확대한 파형에 보이듯이 컨버터 전류의 PWM 고조파 맥동이 변화한 것을 알 수 있다. MI에 따른 PWM 고조파 특성 변화는 5장에서 좀더 자세히 다루도록 한다.

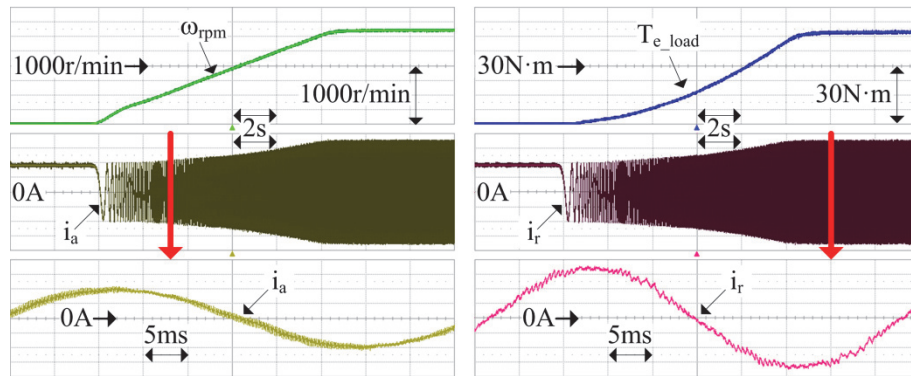


그림 4.10 팬/펌프 모의 실험 – 컨버터 전류 확대.

본 논문에서는 DDSW가 적용된 유도기에서 (4.24)에 따라 서로 다른 컨버터 간 간섭을 배제하는 제어 방법을 제안하였다. 이러한 비간섭 제어 방법은 컨

버터 전류에 대한 제어 성능을 높여 동특성 향상에 기여할 수 있다. 제안된 제어 방법의 유효성을 검토하기 위해 기존의 방법[43]에 대한 비교를 수행하였다. 앞서 언급한 바와 같이 기존 전류 제어 방법은 (4.22)에서 컨버터 간 미분 변화에 의한 간섭을 무시하고 속도에 관련된 항들만 전향 보상에 사용한다. 이에 반해 제안된 방법은 (4.24-a)에서 R_{ss} 와 L_{se} 에 관련된 항을 제외한 나머지를 전향 보상에 사용하고 컨버터 전류 간 비간섭을 위해 (4.24-b)의 변환을 이용한다. R-L 플랜트에 대한 PI 전류 제어기 설정 및 구현은 기존의 연구[37]에서 잘 다루어져 있으므로, 자세한 설명은 생략하도록 한다.

그림 4.11과 그림 4.12는 부하모터의 속도 제어를 통해 회전 속도를 900 r/min으로 유지하면서 유도기의 토크 지령을 5 N·m에서 35 N·m로 계단(step) 변화시켰을 때 제어 방법에 따른 q축 전류들(i_{qs1} , i_{qs2})의 변화를 나타내고 있다. 두 가지 제어 방법은 공통적으로 표 4.1의 제정수를 제어 이득 설정에 사용하였고, 각 방법에서 설계적으로 의도한 전류 제어 대역폭은 150 Hz였다.

각 제어 방법은 지령의 계단 변화에 대해 1차 저역 통과 필터(low pass filter)의 반응을 보이도록 설계된 것으로[37], 실제 전류의 상승 시간을 측정하면 대략적인 대역폭을 가늠할 수 있다. 먼저 기존 방법의 경우 그림 4.11에서 95% 상승하는 3τ 가 9.52 ms로, 실제 대역폭을 추정해 보면 50.2 Hz이다. 이에 반해 제안된 방법은 그림 4.12에서 3τ 가 4.45 ms로, 실제 대역폭을 추정해 보면 107.3 Hz이다.

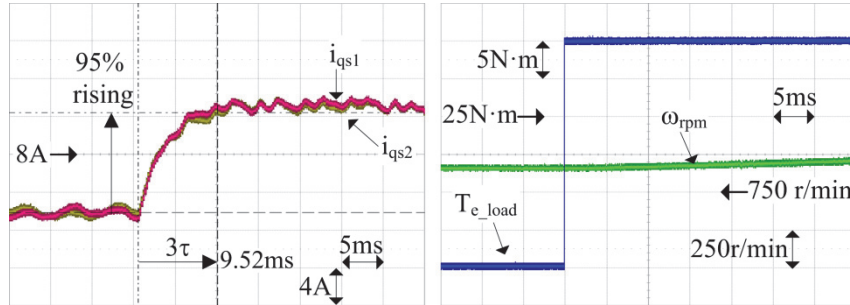


그림 4.11 전류 제어 특성 - 기존의 방법.

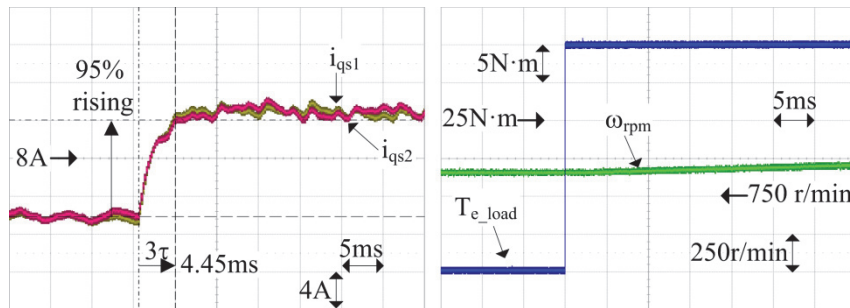


그림 4.12 전류 제어 특성 - 제안된 방법.

두 가지 방법 모두 제어 대역폭이 설계에서 의도한 150 Hz에 미치지지는 못하였다. 유도기는 일반적인 영구자석 동기 전동기의 구동과 달리 회전 자속의 위치를 추정해서 파악해야 하는데, 과도 상태에서 제정수의 오차가 회전 자속의 위치 추정 오차로 작용하면 유도기의 등가회로는 그림 4.2와 달라져 동특성 저하를 일으키게 된다. 또한, 고조파 외란을 배제하기 위하여 전향 보상 성분 계산에서 전류 지령 및 정격 자속 값을 사용하였는데, 과도 상태에서는 이러한 값들이 실제와 차이를 보이므로 완벽한 비간접 제어가 실험에서 구현된 것으로 보기는 어렵다. 다만, 동일한 제정수로 설계된 제어 시스템에서, 제안된 방법은 기존 방법보다 113.7% 큰 대역폭을 보여 원래 의도한 제어기 설계

에 대해 보이는 오차가 훨씬 적은 것을 알 수 있다.

다음으로 DDSW에 참여하던 컨버터 1기가 탈락하는 사고 운전 시 컨버터 전류의 PWM 고조파 특성을 살펴보도록 한다. 비교를 위해 정상 운전시 1200 r/min에서 부하모터가 출력하는 토크가 10 N·m일 때 얻은 각 컨버터 A상 전류 (i_a , i_r)의 파형은 그림 4.13에 나타나 있다.

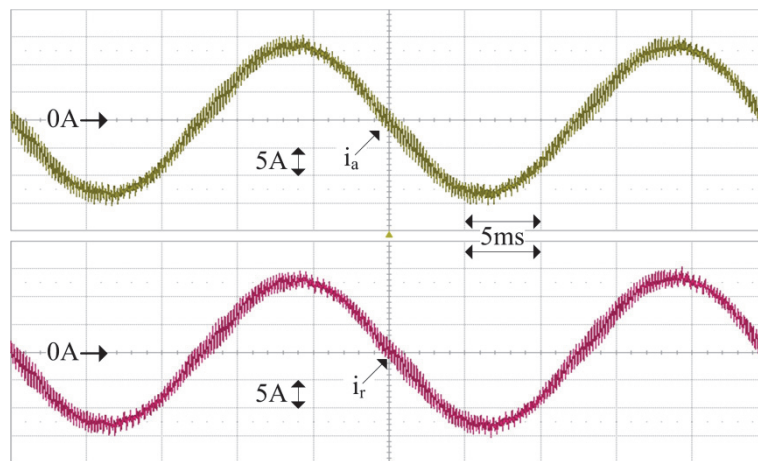


그림 4.13 정상 운전 시 컨버터 전류.

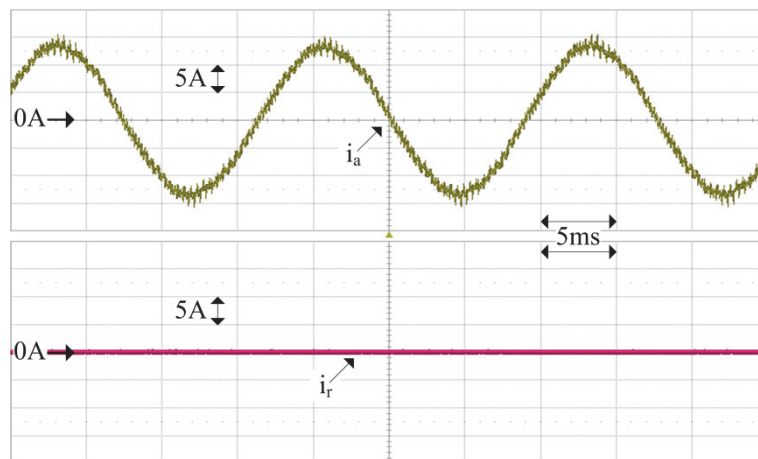


그림 4.14 사고 운전 시 컨버터 전류.

그림 4.13에서 양쪽 컨버터의 MI(변조지수)는 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 을 기준(MI=1)으로 할 때 평균적으로 0.69 V/V이었고, 컨버터 전류는 기본과 성분이 13.2 A이면서 THD가 9.36% 였다. 그림 4.10에서 살펴보았듯 컨버터 전류의 PWM 고조파 특성은 MI에 따라 변하므로, 사고 운전시에도 비슷한 MI를 만족하는 조건에서 컨버터 전류의 맥동을 관찰하였다. 그림 4.14는 컨버터 1기만 동작 시 1700 r/min에서 부하모터가 출력하는 토크가 0.4 N·m일 때 얻은 컨버터 전류파형으로, 이때 동작 중인 컨버터의 MI는 0.68 V/V였다. 그림 4.14에 나타난 컨버터 1의 A상 전류인 i_a 의 기본과 성분은 13.3 A였고 THD는 5.85% 였다. 앞 장의 변압기 실험 결과와 마찬가지로 DDSW가 적용된 유도기의 사고 운전 시에는 전류의 PWM 고조파 특성이 오히려 향상되는 것을 알 수 있다.

그림 4.15와 그림 4.16은 각각 그림 4.13과 그림 4.14의 실험 조건에서 측정된 유도기의 권선 전압으로, 3장의 실험과 마찬가지로 α_1 권선(그림 2.4)의 전압인 $v_{\alpha 1}$ 및 α 상끼리의 전압 합($v_{\alpha 1} + v_{\alpha 2}$)이 나타나 있다. 먼저 정상 운전 시 $v_{\alpha 1}$ 은 209.2 V의 기본과 성분에 대해 THD는 78.8 %였고, 전압 합은 419.3 V의 기본과 성분에 대해 THD는 74.4 %였다. 이에 반해 사고 운전 시에는 $v_{\alpha 1}$ 이 175.7 V의 기본과 성분에 대해 THD는 52.7 %였고, 전압 합은 334.6 V의 기본과 성분에 대해 THD는 30.4 %였다. 즉, 사고 운전 시 권선에 인가되는 전압 자체에서 PWM 고조파 특성이 향상되어 그림 4.14에 보이는 바와 같이 컨버터 전류 맥동도 감소한다.

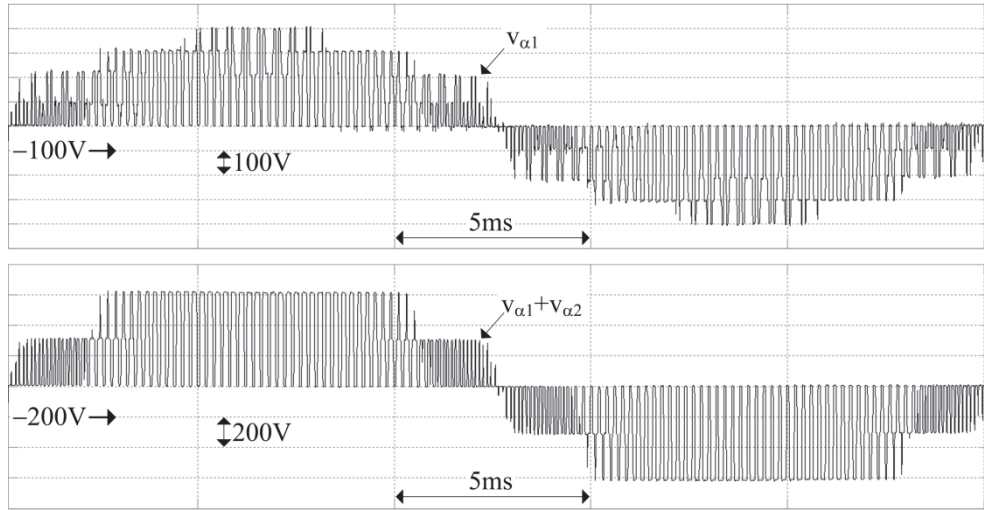


그림 4.15 정상 운전 시 권선 전압.

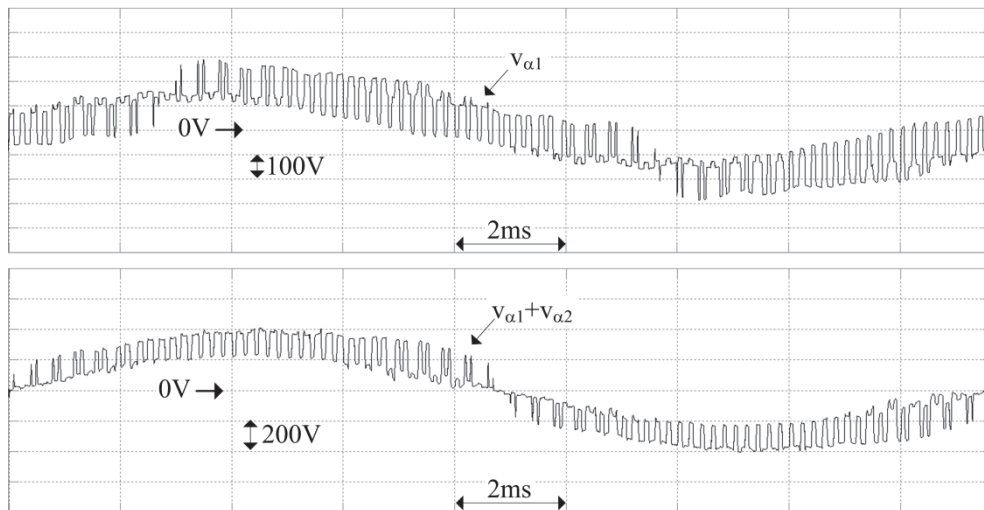


그림 4.16 사고 운전 시 권선 전압.

그런데 DDSW의 변압기 응용에 대한 실험 결과인 그림 3.22에 비교하면, 유도기 응용에서 사고 운전 시 그림 4.16의 권선 전압의 합은 기본파 대비 고조파 특성이 좋지 못하다. 1차단 권선에 정현파에 가까운 전압이 계통에 의해 인

가되는 변압기와 달리, 유도기는 회전자 자속이 고정자 권선에 인가되는 PWM 전압에 의해 유도되고 다시 고정자 권선에 영향을 미친다. 즉, 변압기 1차단 권선과 유도기 회전자 권선이 DDSW에 이용되는 권선에 자기적으로 미치는 영향이 다르기 때문에, 그림 3.22와 그림 4.16의 차이가 발생하는 것으로 이해할 수 있다. 또한, 그림 4.15과 그림 4.16에서 각 컨버터는 비슷한 MI를 보이지만 권선에 인가되는 전압($v_{\alpha 1}$)의 기본파 성분이 다른 것도, 일정 주파수 및 크기로 1차단에 전압이 인가되는 변압기와 달리 유도기는 회전 자속에 의한 전압 변화가 주파수에 따라 다를 수 있기 때문으로 이해할 수 있다.

그림 4.14에 보여진 것처럼, DDSW의 유도기 응용에서도 컨버터 1기가 탈락하는 사고 운전 시 컨버터 전류의 맥동은 큰 문제가 되지 않을 것으로 예상할 수 있다. 다만, 컨버터 1기만 동작 시 출력 가능한 전력에 있어서는 변압기 응용과 차이를 보일 수 있는데, 정상 운전 시의 d-q 정격 전류를 사고 시에도 그대로 적용하게 되면 최대 출력 토크가 25 %로 감소하게 된다. 즉, 사고 시 제어에 관련된 (4.31)은 (4.16)과 (4.17)에서 i_{qs2} 와 i_{ds2} 에 0을 대입한 것과 같은데, 자속 생성에 기여하는 d-q 전류 성분들이 각각 절반씩 줄면 토크는 25 %로 감소하기 때문이다. 본 논문의 실험에 사용된 유도기는 여자 전류를 의미하는 d축 전류가 표 4.1에서 정격 전류의 45 %로 다소 큰 편이지만, 여자 전류가 정격의 10% 정도인 대용량 유도기에서는 컨버터 탈락 사고 시 d축 전류 정격을 두 배 가량 높여도 q축 전류 정격 감소에 미치는 영향이 적어, 사고 시 최대 출력 토크는 정상 운전의 절반 가량이 될 것으로 예상된다.

제 5 장 제안된 PWM 최적화 기법

5.1 최적화의 목적

앞서 2.3.2절과 4.1.1절에서 살펴본 것처럼, 본 논문에서 제안하는 DDSW는 등가회로 상에서 양쪽 컨버터의 전압이 합쳐지는 형태를 띠고 있다. 양쪽 컨버터의 출력들이 자기 코어(magnetic core)를 통해 상호 간에 영향을 주고 합쳐지면서, 나머지 다른 권선으로 쇄교하는 자속에서 멀티레벨 효과가 나타나는 것이다. 이러한 전압 출력이 합쳐지는 원리에 기반하여, 단순히 삼각파의 위상을 조절하는 인터리빙을 넘어 PWM을 최적화할 필요가 있다.

예컨대 변압기 응용의 경우, 기능적으로 준수해야 하는 가장 중요한 특성은 계통 전원에 전기적으로 직접 연결되는 1차단 권선 전류의 고조파 특성이다 [38]. 이것은 고정자에서 회전자 자속을 생성하는 유도기의 경우도 마찬가지인데, 결과적으로 회전자에 유도되는 전류의 고조파 특성이 좋아야 토크 맥동 측면에서 최적화를 달성할 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 DDSW에 의해 합쳐지는 자속의 고조파 특성 향상을 가장 중요한 하나의 목표로서 PWM 최적화를 진행한다. 고조파 특성은 컨버터의 스위칭 주파수와도 연관이 되므로, 인터리빙 방식과 동일한 수준의 스위칭 횟수를 유지하면서 최적의 운전을 달성하기 위한 고려를 포함하였다.

5.2 제안된 PWM 방식

5.2.1 전압 평면 상의 의미

일반적으로 컨버터의 고조파 출력 특성은 전압 평면 상에서 컨버터가 출력하는 전압 벡터의 조합과 관련이 있다[50], [51]. 컨버터는 일정한 직류단 전압과 유한한 개수의 스위칭 함수 조합을 가지므로, 공간 상에서 출력할 수 있는 벡터의 개수 역시 유한할 수 밖에 없다. 이에 반해 전압 지령은 d-q 전압 평면 상의 어느 점이라도 될 수 있으므로, 유한하게 주어진 벡터들을 조합하여 특정 주기 동안의 평균적인 의미로서 전압 지령을 합성할 수 밖에 없고, 이 과정에서 평균 전압과 스위칭에 의해 얻어지는 순시 전압의 차이가 불가피하게 맥동을 일으킬 수 밖에 없다.

본 논문에서 PWM 최적화를 위해 고려하는 전압 평면은 그림 2.21(b)에 해당한다. 그림 2.21(b)는 그림 2.21(a)에 나타난 각 컨버터의 벡터 합으로 만들어진 합 전압 평면으로, 각 컨버터의 동시적인 출력을 어떻게 조합하는지에 따라서 고조파 특성이 달라질 수 있다. 즉, 제안하는 PWM 최적화 기법은 양쪽 컨버터의 출력을 동시에 고려해야할 필요가 있다.

제안하는 방법을 논의하기 위해 앞서, 비교를 위한 대조군으로서 SVPWM(space vector PWM)[50]에 기반한 인터리빙 방식이 전압 평면에서 어떻게 전압 벡터를 사용하는지 설명한다. 이 PWM 방식은 대칭적인 고조파 특성을 얻을 수 있고 직류 전압 대비 선형적으로 합성할 수 있는 전압 범위에 손실이 없다. 그림 5.1은 전압 평면 상에서 양쪽 컨버터(CNV_1 , CNV_2)가 평균적으로 각각 합성하는 전압 벡터를 나타내고 있다. 양쪽 컨버터의 전압 출력이 더해져 전압 합 공간에서는 R로 표시되는 합 전압이 합성되는 것을 알 수 있다. 간편한 논

의를 위해 양쪽 컨버터는 동일한 전압 지령을 출력하고 있는 것으로 가정한다.

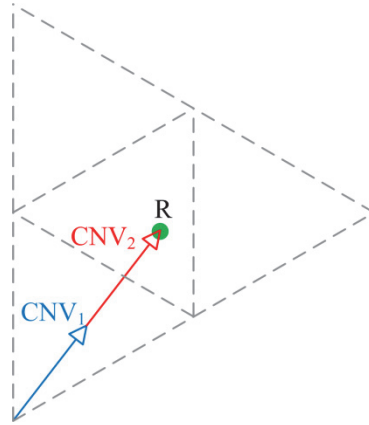


그림 5.1 각 컨버터 출력 및 합 벡터 - 인터리빙 방식.

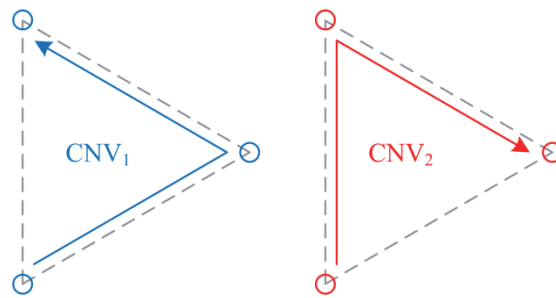


그림 5.2 컨버터 별 사용 전압 벡터 및 순서 - 인터리빙 방식.

그림 5.1에 화살표로 표시된 출력 벡터들은 각 컨버터에 의해 평균적으로 합성되는 것으로서, 실제 전압 합성은 그림 5.2와 같이 컨버터가 출력할 수 있는 유한한 벡터들이 정해진 순서 및 할당 시간에 따라 출력된다. 인터리빙에 의해, 각 컨버터에서 크기가 영이 아닌 벡터(유효벡터, effective vector)들이 나타나는 순서는 그림 5.2의 화살표처럼 서로 반대이게 된다.

자기 코어를 통해 합쳐지는 자속에 작용하는 전압은 CNV_1 과 CNV_2 의 실시간적인 합으로서, 그림 5.2의 각 컨버터 별 사용 전압을 실시간적으로 더하면

사용되는 합 벡터는 그림 5.3과 같이 표시될 수 있다. 즉, R 에 해당하는 지령을 합성하기 위해 사용된 전압 벡터들이 꼭지점을 이루는 공간의 면적은 그림 5.3에서 섹터(sector) 2개 넓이에 해당된다. 전압 합성을 위해 사용되는 전압 벡터들이 지령으로부터 떨어진 거리의 합은 다소 큰 편으로, 좀 더 가까운 전압 벡터들을 사용하여 PWM 고조파 특성을 향상시킬 수 있는 여지가 존재한다.

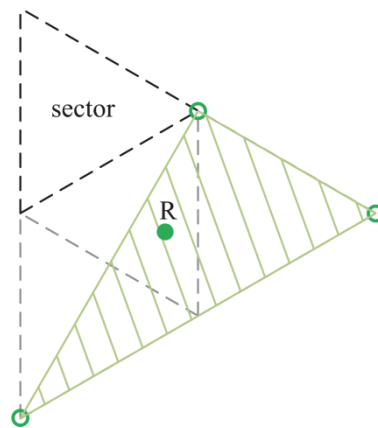


그림 5.3 합 전압 지령 및 사용된 전압 벡터 - 인터리빙 방식.

그림 5.4는 제안하는 PWM 방식이 동일한 합 전압 지령 R 에 대해서 각 컨버터의 출력을 분배하는 원리를 설명하고 있다. 제안된 방법은 다음의 전략을 기초로 구성된다. 즉, 하나의 컨버터(CNV_1)는 중심이 되는 벡터(pivot vector)를 출력하는 사이, 나머지 컨버터(CNV_2)는 전압 지령을 둘러싸는 벡터들(enclosing vectors)을 출력한다. 그림 5.4의 경우 컨버터 별로 유효벡터가 출력되는 순서는 그림 5.5와 같게 된다.

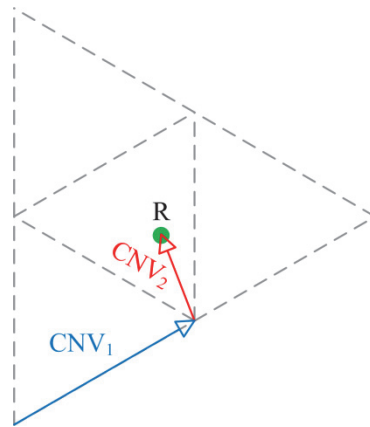


그림 5.4 각 컨버터 출력 및 합 벡터 - 제안된 방식.

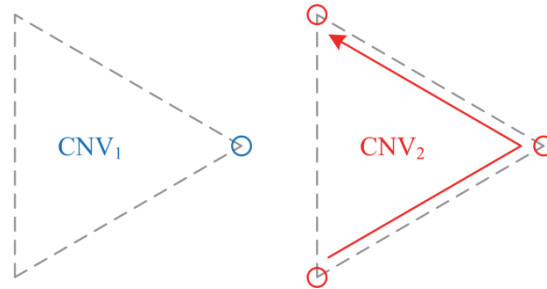


그림 5.5 컨버터 별 사용 전압 벡터 및 순서 - 제안된 방식.

그림 5.5에 나타나듯, 중심 전압을 출력하는 컨버터에서는 특정 주기 동안 하나의 벡터만이 출력되고, 다른 컨버터에서는 그림 5.2의 경우처럼 여러 개의 벡터가 순차적으로 출력된다. 그러면 사용되는 전압 벡터는 그림 5.6과 같이 표시된다. 그림 5.3에 보여진 인터리빙 방식과 달리, 지령을 합성하기 위해 사용되는 합 벡터들이 이루는 공간은 섹터 1개 넓이에 불과하다. 이러한 넓이의 차이는 주어진 지령이 전압 벡터들과 이루는 평균적인 거리의 차이와 양의 상관관계(positive correlation)를 갖는 것으로, 인터리빙을 하는 방식에 비해 제안된 방식이 전류 맥동을 저감할 수 있을 것으로 예측할 수 있다.

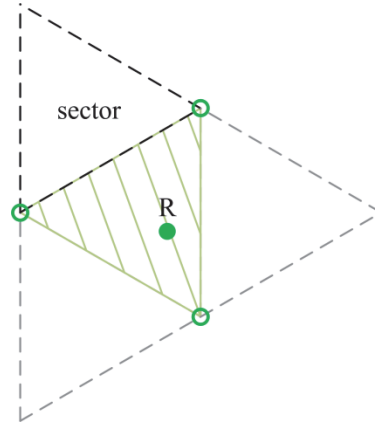


그림 5.6 합 전압 지령 및 사용된 전압 벡터 - 제안된 방식.

5.2.2 전압 벡터와 삼각파 구현

제안된 방법을 자세히 설명하기 위해 앞서, 몇 가지 기본적인 개념 및 용어를 정의한다. 이러한 정의를 통해 삼각파 비교 방식의 PWM에서 평면 상의 전압 벡터가 선택되고 인가되는 원리를 수식적으로 설명할 수 있다.

일반적으로 전압 평면 상의 전압 벡터 합성은 (5.1)의 관계에 따른다[52].

$$\vec{V}^* = \frac{1}{T_{\text{samp}}} (\vec{V}_{\text{sov}} \cdot T_{\text{sov}} + \vec{V}_{\text{szv}} \cdot T_{\text{szv}}). \quad (5.1)$$

특정 주기인 T_{samp} 의 기간 동안, \vec{V}_{sov} 와 \vec{V}_{szv} 로 표현된 유효벡터는 각각 T_{sov} 와 T_{szv} 에 해당하는 시간만큼 출력된다. 각 유효벡터는 T_{samp} 동안 실시간적으로 합쳐져서, 평균적인 의미에서는 \vec{V}^* 의 전압이 출력된다. 본 논문에서 T_{samp} 는 평균적으로 전압 합성이 가능한 최소의 시간으로 정의한다. 이러한 평균적인 의미의 전압 합성은 그림 5.7과 같이 3상 지령과 삼각파의 비교를 통해, 실제 스위치가 꺼지고 켜지는 동작을 쉽게 구현할 수 있다.

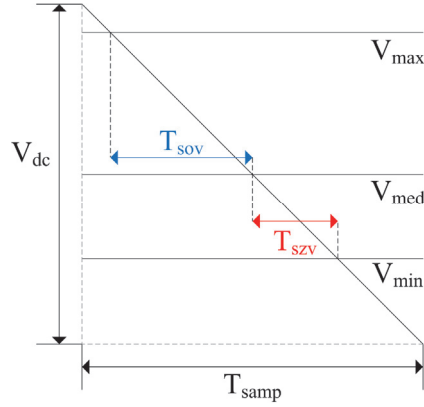


그림 5.7 삼각파 반주기 동안의 3상 전압 지령.

삼각파를 이용한 PWM에서, 당연히게도 3상 전압 지령은 그 크기에 따라 최댓값(V_{\max}), 중간값(V_{med}), 최솟값(V_{\min})을 갖게 된다. 여기서 중간값인 V_{med} 는 3상 전압 지령의 위상이 바뀔 때 따라 V_{\max} 또는 V_{\min} 과 같아지는 순간이 존재할 수 있다. 그림에서와 같이 평균 전압 합성이 가능한 최소 주기인 T_{samp} 가 삼각파의 반주기에 해당할 때, 삼각파의 높이를 직류단 전압인 V_{dc} 로 설정하게 되면, 비례 관계에 의해 (5.2)가 성립함을 알 수 있다.

$$T_{\text{sov}} = (V_{\max} - V_{\text{med}}) \cdot \frac{T_{\text{samp}}}{V_{\text{dc}}} \quad (5.2\text{-a})$$

$$T_{\text{szv}} = (V_{\text{med}} - V_{\min}) \cdot \frac{T_{\text{samp}}}{V_{\text{dc}}} \quad (5.2\text{-b})$$

수식 (5.2)를 (5.1)에 대입하여 정리하면 (5.3)을 얻을 수 있다.

$$\vec{V}^* = \frac{1}{\tau} \cdot \{ \vec{V}_{\text{sov}} \cdot (V_{\max} - V_{\text{med}}) + \vec{V}_{\text{szv}} \cdot (V_{\text{med}} - V_{\min}) \} \cdot \frac{1}{\rho} \quad (5.3\text{-a})$$

$$\tau = T_{\text{samp}} \quad (5.3\text{-b})$$

$$\rho = V_{\text{dc}} / T_{\text{samp}} \quad (5.3\text{-c})$$

수식 (5.3)이 구현 상 의미하는 바는, 3상 전압인 V_{\max} , V_{med} , V_{\min} 은 ρ 의 기울기를 갖는 삼각파와의 비교를 통해 τ 의 시간 동안 평균적으로 합성될 수 있음을 의미한다.

이제 \vec{V}_{sov} 와 $V_{\max} - V_{\text{med}}$, \vec{V}_{szv} 와 $V_{\text{med}} - V_{\min}$ 의 관계를 살펴볼 필요가 있다. 그림 5.8은 3상 지령이 어떠한 구체적인 값으로 주어질 때, 3상 전압의 대소 관계에 따라서 평면 상에서 어느 섹터(S1~S6)에 해당하고 어떠한 전압 벡터가 가까이 위치하는지 도시하고 있다.

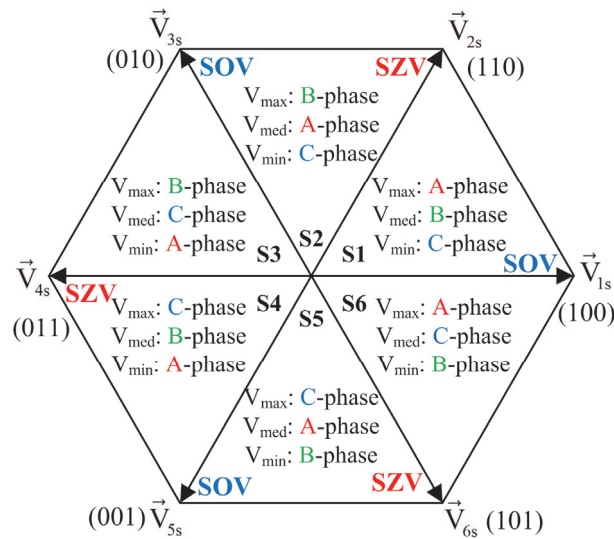


그림 5.8 전압 벡터와 3상 전압 지령.

그림 5.8에는 전압 벡터의 이름과 함께 스위칭 함수가 함께 표시되어 있는데, 예를 들어 S1과 S6의 섹터 간 경계를 이루는 \vec{V}_{1s} 는 괄호 안에 표시된 것처럼 스위칭 함수가 100이다. 스위칭 함수 100은 컨버터에서 A상 전위는 직류 단 전압인 V_{dc} , B상과 C상 전위는 0 V가 되도록 컨버터의 스위치 상태가 결정

되었음을 의미한다. 이러한 \vec{V}_{1s} 와 인접한 두 섹터인 S1과 S6에서는, \vec{V}_{1s} 의 스위칭 함수에 따라 혼자 V_{dc} 전위를 출력하던 A상이 3상 중 V_{max} 에 해당된다. 즉, 그림 5.8에서 다른 벡터들에서도 마찬가지로, 스위칭 함수에서 1이 하나만 나타나는 벡터(single one vector, SOV)와 인접한 두 섹터에서는 스위칭 함수가 1인 상이 V_{max} 가 된다. 또한, 스위칭 함수에서 0이 하나만 나타나는 벡터(single zero vector, SZV)와 인접한 두 섹터에서는 스위칭 함수가 0인 상이 V_{min} 이 된다.

그에 따라, SOV와 SZV의 공간적인 의미를 해석하면 다음과 같다. SOV는 A상 방향인 \vec{V}_{1s} 를 기준으로 120도마다 나타나는 것으로, 3상 전압 중에서 어느 한 상이 최댓값을 갖는 위상과 일치한다. 또한 SZV는 A상과 180도 방향인 \vec{V}_{4s} 를 기준으로 120도마다 나타나는 것으로, 3상 전압 중에서 어느 한 상이 최솟값을 갖는 위상과 일치한다. 따라서 그림 5.8에 나타난 것처럼 60도 간격으로 SOV와 SZV가 번갈아서 나타나게 되고, 모든 섹터에서 경계를 이루는 두 개 유효벡터 중 하나가 SOV이면 다른 하나는 SZV가 된다.

그림 5.7을 고려할 때, SOV가 출력되는 어느 한 상에서만 스위칭 함수가 1인 경우는 V_{max} 가 삼각파보다 크면서 V_{med} 와 V_{min} 은 삼각파보다 작은 동안(T_{sov})이다. 또한, SZV가 출력되는 한 상의 스위칭 함수만 0인 경우는 V_{min} 이 삼각파보다 작으면서 V_{max} 와 V_{med} 는 삼각파보다 큰 동안(T_{szv})이다. 스위칭 함수는 삼각파와 3상 전압 지령이 만나는 시점에서 바뀌므로, SOV가 인가되는 시간 T_{sov} 는 $V_{max}-V_{med}$ 에 비례하고 SZV가 인가되는 시간 T_{szv} 는 $V_{med}-V_{min}$ 에 비례한다. 이것은 (5.3)에서 \vec{V}_{sov} 와 $V_{max}-V_{med}$, \vec{V}_{szv} 와 $V_{med}-V_{min}$ 의 관계를 설명하고, 그 곱인 $\vec{V}_{sov} \cdot (V_{max}-V_{med})$ 와 $\vec{V}_{szv} \cdot (V_{med}-V_{min})$ 은 전압 벡터의 적분(volt-second)에

비례하게 된다.

전압 지령에 대한 평균적인 합성에서, V_{\max} , V_{med} , V_{\min} 의 개념 및 그에 관련하여 SOV와 SZV가 가지는 의미에 대해서 설명하였다. 이러한 개념들을 이용하여 제안된 PWM 방식을 그림 5.8의 한 섹터인 S1을 기준으로 설명하게 되면, 모든 섹터에 대해서 동일한 원리로 설명이 가능하게 된다. 가장 핵심적인 요점은 V_{\max} 와 V_{med} 의 차이에는 SOV가 연관되고, V_{med} 와 V_{\min} 의 차이에는 SZV가 연관된다는 사실이다. 또한 SOV와 SZV가 평면 상의 어떠한 벡터에 대응될지는 V_{\max} , V_{med} , V_{\min} 이 각각 어느 상에 대응되는지에 따라 그림 5.8의 관계에 의해 결정된다.

5.2.3 삼각파 비교를 위한 3상 지령

PWM 최적화를 위한 첫번째 가정은, 두 대의 컨버터가 출력하는 전력에 있어서 엄밀히 같지는 않더라도 서로 큰 차이를 보이지 않는다는 것이다. 컨버터 하나가 탈락하는 경우를 제외하고는, 사실 대용량 시스템에 적용된 DDSW에서 두 대의 컨버터에 불균형적인 전력 제어를 해야할 필요성은 크지 않다. 따라서 컨버터들이 동일한 전압 지령을 출력하고 있는 경우를 가정하여 PWM 최적화 방법을 설명한다. 전압 지령이 차이를 보이는 경우에 대해서는 5.2.5절에서 검토한다.

그림 5.4에 나타내었듯, 제안된 PWM 방법은 각 컨버터 별로 역할을 나누는 것에서부터 출발한다. 즉, 중심 벡터(pivot vector)와 둘러싸는 벡터들(enclosing vectors)을 어느 컨버터에서 언제 출력할지 정해야 한다. 그런데 여기서 중요한 사실은, 각각의 컨버터는 전류 제어를 위해 그림 5.7에서 T_{samp} 동안 자신이 출

력해야 하는 전압 지령이 이미 정해진 상황이라는 것이다. 다시 말해, 합 전압 벡터에 대한 지령이 먼저 주어지고 그것을 각 컨버터에 배분하는 것이 아니라, 각각의 컨버터가 출력하기로 약속되어 있는 전압 벡터들로 적절한 합 벡터를 만드는 것이 목표이다.

전압의 합 벡터에 대한 지령을 먼저 얻고 각 컨버터에 배분하는 방식은 시스템 구성적인 측면과 컨버터 전류의 제어적인 측면에서 문제가 될 수 있다. 먼저, 시스템 구성적인 측면에서 전동기를 예로 들면, 전압의 합 벡터가 구체적으로 영향을 미치는 회전자의 자속이나 전류에 대한 측정이 현실적으로 불가능할 수 있다. 또한 배전급 변압기 응용에서 고전압 측 전류를 측정할 수 있다고 가정하더라도, 시스템에 불균형이 존재할 경우 전압 합 벡터 모델링에 존재하는 부정확성으로 인해 복잡한 보상이 추가적으로 필요할 수 있다. 두번째로, 전압의 합 벡터가 작용하는 자속이나 전류를 기준으로 제어하는 것은 각 컨버터 전류를 간접적으로 제어하는 것을 의미하는데, 컨버터 전류에 대한 직접적인 제어가 되지 않을 경우, 제어 성능 저하로 인해 불필요하게 많은 전류가 컨버터에 흐를 위험성이 존재한다.

제안하는 PWM 방법은 각 컨버터가 특정 주기동안 전류 제어를 위해 합성해야 하는 전압 지령을 제대로 출력하는 동시에 이를 어떻게 중심 벡터와 둘러싸는 벡터들로 나누어 출력할 것인지에 대한 것이다. 그림 5.4에 나타내었듯이, 각각의 컨버터는 같은 시점에서 중심 벡터를 출력하는 역할과 둘러싸는 벡터들을 출력하는 역할 중에 서로 다른 역할을 선택해야, 그림 5.6처럼 가장 가까운 전압 벡터들로 합 벡터 지령을 합성할 수 있다. 따라서 그림 5.7에 따라 각 컨버터가 전압 지령을 합성해야 하는 주기를 T_{samp} 라 할 때, 중심벡터

출력 구간인 T_{pivot} 은 (5.4)와 같이 설정할 수 있다.

$$T_{\text{pivot}} = T_{\text{samp}} / 2. \quad (5.4)$$

수식 (5.4)에 따르면, 각 컨버터는 전압 합성을 위해 주어진 T_{samp} 의 반주기 동안은 중심 벡터를 출력하고, 나머지 반주기 동안은 둘러싸는 벡터들을 출력한다. 이것은 각 컨버터 간의 대칭적인 역할 전환을 위해서도 적절한 설정이다. 수식 (5.4)에 따라 T_{samp} 를 T_{pivot} 으로 표현하고 (5.3)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\vec{V}^* = \frac{1}{2T_{\text{pivot}}} \{ \vec{V}_{\text{sov}} \cdot (V_{\text{maxs}} - V_{\text{meds}}) + \vec{V}_{\text{szv}} \cdot (V_{\text{meds}} - V_{\text{mins}}) \} \frac{T_{\text{pivot}}}{V_{\text{dc}}} \quad (5.5-a)$$

$$\begin{cases} V_{\text{maxs}} = 2V_{\text{max}} \\ V_{\text{meds}} = 2V_{\text{med}} \\ V_{\text{mins}} = 2V_{\text{min}} \end{cases} \quad (5.5-b)$$

수식 (5.3)에서 언급한 τ 와 ρ 의 관점에서 (5.5)를 해석하면, V_{maxs} , V_{meds} , V_{mins} 의 3상 전압은 $2T_{\text{pivot}}$ 의 시간동안 $V_{\text{dc}}/T_{\text{pivot}}$ 의 기울기를 갖는 삼각파와의 비교를 통해 합성이 가능하다. 수식 (5.5)에서 SOV와 SZV는 V_{maxs} , V_{meds} , V_{mins} 에 각각 어떠한 상이 대응되는지에 따라 그림 5.8에 의해 결정된다.

특히, $2T_{\text{pivot}}$ 의 시간은 중심 벡터를 출력하는(pivoting) 구간과 둘러싸는 벡터들을 출력하는(enclosing) 구간으로 나뉘어야 하므로, 그림 5.9처럼 T_{pivot} 마다 기울기의 부호가 바뀌어 대칭이 되는 삼각파로 구현할 수 있다. 이러한 구성을 통해 컨버터1(CNV1)과 컨버터2(CNV2)의 출력 파형을 대칭적이게 합성할 수 있다. 그림 5.9의 V_x 와 V_y 는 각 컨버터의 직류단 전압을 의미한다.

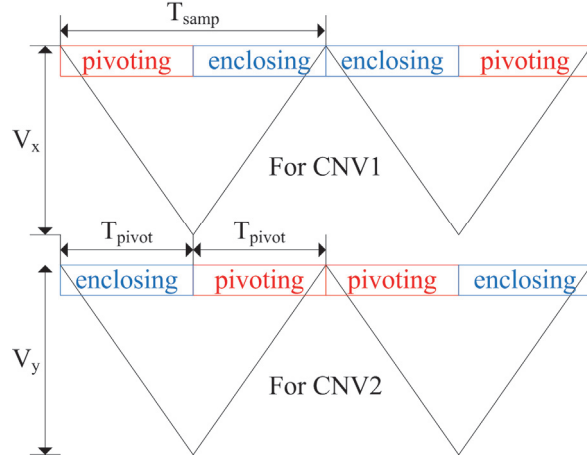


그림 5.9 제안된 PWM 방식에서 각 컨버터의 역할 분담:
삼각파와 골(valley)에서 역할 전환.

그림 5.7을 고려할 때, 그림 5.9의 삼각파와 비교에서는 이론적으로 T_{pivot} 마다 SOV와 SZV가 각각 한번씩 출력될 수 있으므로, 이러한 의미를 담아 (5.5)를 다시 표현하면 (5.6)과 같다.

$$\begin{aligned} \vec{V}^* = & \frac{1}{2T_{pivot}} \{ \vec{V}_{sov1} \cdot (V_{max1} - V_{med1}) + \vec{V}_{szv1} \cdot (V_{med1} - V_{min1}) \\ & + \vec{V}_{sov2} \cdot (V_{max2} - V_{med2}) + \vec{V}_{szv2} \cdot (V_{med2} - V_{min2}) \} \frac{T_{pivot}}{V_{dc}} \end{aligned} \quad (5.6)$$

수식 (5.6)은, 첫번째 T_{pivot} 동안은 V_{max1} , V_{med1} , V_{min1} 의 3상 지령을 삼각파와 비교에 사용하여 전압을 합성하고, 두번째 T_{pivot} 동안은 V_{max2} , V_{med2} , V_{min2} 의 3상 지령을 삼각파와 비교에 사용하여 전압을 합성하는 것을 의미한다. 첫번째 구간 및 두번째 구간의 SOV와 SZV는 (5.5)에서 기본적으로 정해지는 SOV 및 SZV와 일치하지 않을 수도 있다.

수식 (5.5)의 V_{maxs} , V_{meds} , V_{mins} 는 컨버터 전류 제어를 위해 T_{samp} 마다 정해지는

값으로, 제안된 PWM 방법은 이 3상 전압으로부터 $V_{\max1}$, $V_{\text{med}1}$, $V_{\min1}$ 과 $V_{\max2}$, $V_{\text{med}2}$, $V_{\min2}$ 를 구하는 방법에 관한 것이다. 수식 (5.6)의 3상 지령들을 구하는 방법은 V_{\maxs} , V_{meds} , V_{\mins} 의 수치적인 관계에 따라서 정해진다. 논의의 편의상 다음의 전개에서 $V_{\max1}$, $V_{\text{med}1}$, $V_{\min1}$ 을 중심 벡터와 관련있는 3상 지령으로, $V_{\max2}$, $V_{\text{med}2}$, $V_{\min2}$ 를 둘러싸는 벡터와 관련있는 3상 지령으로 가정한다.

$$i) \quad V_{\maxs} - V_{\mins} < V_{dc}$$

$V_{\maxs} - V_{\mins}$ 는 $(V_{\maxs} - V_{\text{meds}}) + (V_{\text{meds}} - V_{\mins})$ 를 의미하는 것으로, (5.5)에서 살펴보면 (5.7)과 같이 유효벡터들이 인가되는 총 시간에 비례한다.

$$\varepsilon T_{\text{pivot}} = (V_{\maxs} - V_{\mins}) \cdot \frac{T_{\text{pivot}}}{V_{dc}}. \quad (5.7)$$

수식 (5.7)에서 $V_{\maxs} - V_{\mins} < V_{dc}$ 이면 ε 이 1보다 작아지게 되어, 유효벡터들이 총 인가되는 시간이 T_{pivot} 보다 작다. 중심 벡터가 출력되는 구간은 T_{pivot} 동안 단 하나의 유효벡터만 출력되는 구간으로, 모든 유효벡터가 인가되는 총 시간이 T_{pivot} 보다 작게 되면 중심 벡터로 영벡터(zero vector)를 사용할 수 있다.

SOV와 SZV의 변화에 대한 이해를 돕기 위해 현재 고려 중인 조건에 대해, (5.5)로부터 (5.6)의 형태로 유도되는 과정을 나타내면 (5.8)과 같다.

$$\vec{V}^* = \frac{1}{2T_{\text{pivot}}} \{ \vec{V}_{\text{sov}} \cdot (V_{\maxs} + 0 - V_{\text{meds}}) + \vec{V}_{\text{szv}} \cdot (V_{\text{meds}} + 0 - V_{\mins}) \} \frac{T_{\text{pivot}}}{V_{dc}}. \quad (5.8)$$

해석적인 의미를 더하기 위해, (5.5)에 비해 수치적으로는 의미없는 0이 (5.8)에서 더해진 것을 알 수 있다. 수식 (5.8)은 (5.9)로 형태를 변형하여 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned}\vec{V}^* = & \frac{1}{2T_{\text{pivot}}} \{ \vec{V}_{\text{sov}} \cdot 0 + \vec{V}_{\text{szv}} \cdot 0 \\ & + \vec{V}_{\text{sov}} \cdot (V_{\text{maxs}} - V_{\text{meds}}) + \vec{V}_{\text{szv}} \cdot (V_{\text{meds}} - V_{\text{mins}}) \} \frac{T_{\text{pivot}}}{V_{\text{dc}}}\end{aligned}\quad (5.9)$$

수식 (5.9)를 (5.6)과 비교하면, (5.10)이 성립함을 알 수 있다.

$$\begin{cases} V_{\text{max1}} - V_{\text{med1}} = 0 \\ V_{\text{med1}} - V_{\text{min1}} = 0 \end{cases} \quad (5.10\text{-a})$$

$$\begin{cases} V_{\text{max2}} - V_{\text{med2}} = V_{\text{maxs}} - V_{\text{meds}} \\ V_{\text{med2}} - V_{\text{min2}} = V_{\text{meds}} - V_{\text{mins}} \end{cases} \quad (5.10\text{-b})$$

또한, (5.9)의 SOV와 SZV는 (5.5)의 SOV와 SZV가 그대로 전해진 것들로, 이 경우 (5.6)의 \vec{V}_{sov2} 와 \vec{V}_{szv2} 는 (5.5)에서 V_{maxs} , V_{meds} , V_{mins} 에 의해 결정된 SOV 및 SZV와 같다. 앞서 언급하였듯, SOV와 SZV가 실제로 전압 평면 상에서 어느 벡터에 대응되는지는 최대, 중간, 최소인 지령들이 어느 상인지에 따라서 결정된다. 따라서, 둘러싸는 구간의 최댓값, 중간값, 최솟값을 의미하는 V_{max2} , V_{med2} , V_{min2} 에 대응되는 상들의 순서는 V_{maxs} , V_{meds} , V_{mins} 에 대응되는 상들의 순서와 같다.

수식 (5.10)에 표현되어 있듯이, 각 전압 벡터가 인가되는 시간은 3상 지령의 절대적인 값이 아닌 3상 지령 간의 차이에 의해 결정된다. 예를 들어, 둘러싸는 벡터들을 출력하기 위한 지령인 V_{max2} , V_{med2} , V_{min2} 는 (5.10-b)의 차이에 대한 조건만 만족하면, 지령들이 삼각파를 벗어나지 않도록 하는 영상분 전압을 더하여 무수히 많은 변형이 가능하다. 더해주는 영상분 전압에 따라 고조파 특성 및 스위칭 횟수가 영향을 받게 되는데, 이에 대한 논의는 다음 절에서 다루도록 한다.

$$\text{ii) } V_{\max} - V_{\min} \geq V_{dc}$$

이 경우는 (5.7)에서 ϵ 이 1보다 커지는 구간으로, 중심 벡터로서 영이 아닌 벡터가 사용되어야 한다. 어떠한 벡터를 중심 벡터로 사용할지 전압 평면 상의 고려가 필요하다. 그림 5.10은 양쪽 컨버터의 전압 벡터들을 그대로 더하였을 때 합 전압 평면 중 0도에서 60도 사이의 영역을 도시하고 있다. 그림 2.21(b)와 비교할 때, 그림 5.10은 모든 벡터들이 동일하게 30도만큼 회전한 것이다. 앞절에서 정의한 3상 지령과 전압 벡터 사이의 관계는 평면 상의 각도 차이를 제외하고는 그림 5.10과 그림 2.21(b)에서 동일하게 적용 가능하다.

앞서 다룬 (5.7)의 ϵ 이 1보다 작은 경우는 SS1 영역에 해당하고, ϵ 이 1보다 크면 SS1을 제외한 나머지 영역들에 전압 합 지령이 위치하게 된다. 중심 벡터는 하나의 컨버터 출력만으로 합성 가능한 벡터로서, 크기가 영이 아닌 벡터들 중에서는 VP_1 과 VP_2 만이 중심 벡터로 활용 가능함을 알 수 있다. VP_3 , VP_4 , VP_5 는 전압 합 공간에서 중심 벡터에 둘러싸는 벡터들이 더해져야 비로소 출력 가능한 벡터의 위치들이다.

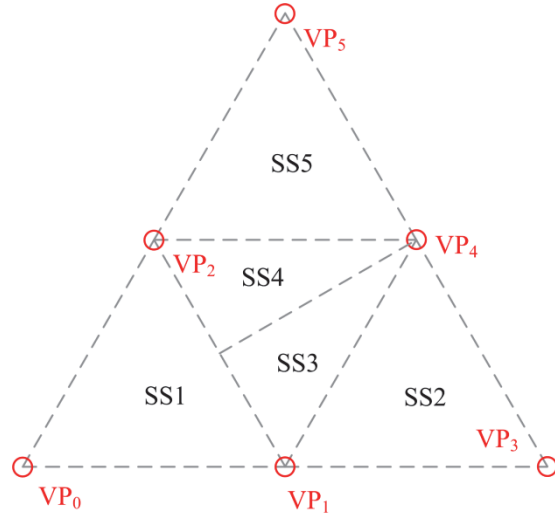


그림 5.10 합 벡터 합성을 위한 전압 평면.

현재 고려 중인 조건에 대해서, 중심 벡터로서 VP_1 을 사용할지 VP_2 를 사용할지는 $V_{\maxs}-V_{\meds}$ 와 $V_{\meds}-V_{\mins}$ 의 대소 관계에 달려있다. 수식 (5.5)에서 이 두 가지 차이는 각각 SOV와 SZV가 인가되는 시간(T_{sov} 와 T_{szv} , 그림 5.7)에 비례한다. 그런데 SOV와 SZV는 크기가 같고 방향만 다른 벡터로, 출력 전압 벡터는 $V_{\maxs}-V_{\meds}$ 와 $V_{\meds}-V_{\mins}$ 중 큰 값에 곱해지는 벡터에 더 가깝게 된다. 즉, $V_{\maxs}-V_{\meds}$ 와 $V_{\meds}-V_{\mins}$ 를 비교해보면, 전압 지령에 보다 가까운 벡터를 중심 벡터로 선정할 수 있다.

$$\text{ii-a)} \quad V_{\maxs} - V_{\meds} \geq V_{\meds} - V_{\mins}$$

이 경우는 전압 지령이 $V_{\maxs}-V_{\meds}$ 에 의해 인가 시간이 결정되는 SOV에 더 가까운 조건이다. 그림 5.10의 경우에는 VP_2 보다 VP_1 에 전압 지령이 더 가까운 것을 의미하고, 바로 이 VP_1 이 (5.5)에서 V_{\maxs} 와 V_{\meds} 에 의해 결정되는

SOV이다. 중심 벡터가 인가되는 구간 동안은 중심 벡터만 유일한 유효벡터로서 인가되어야 하므로, 중심 벡터로서 SOV가 인가되는 시간은 T_{pivot} 이고 SZV가 인가되는 시간은 0이 된다. 이것은 (5.6)에서 삼각파의 기울기를 고려할 때, 곧바로 $V_{max1}-V_{med1}$ 이 V_{dc} 이고 $V_{med1}-V_{min1}$ 이 0인 것을 의미한다.

SOV와 SZV의 변화에 대한 이해를 돕기 위해 현재 고려 중인 조건에 대해, (5.5)로부터 (5.6)의 형태로 유도되는 과정을 나타내면 (5.11)과 같다.

$$\vec{V}^* = \frac{1}{2T_{pivot}} \{ \vec{V}_{sov} \cdot (V_{maxs} + V_{dc} - V_{dc} - V_{meds}) + \vec{V}_{szv} \cdot (V_{meds} + 0 - 0 - V_{mins}) \} \frac{T_{pivot}}{V_{dc}} \quad (5.11)$$

(5.11)은 수치상으로 (5.5)와 다를 게 없는 수식이지만, 해석적으로 (5.12)와 같이 변형될 수 있다.

$$\begin{aligned} \vec{V}^* = \frac{1}{2T_{pivot}} \{ \vec{V}_{sov} \cdot V_{dc} + \vec{V}_{szv} \cdot 0 \\ + \vec{V}_{sov} \cdot (V_{maxs} - V_{dc} - V_{meds}) + \vec{V}_{szv} \cdot (V_{meds} - V_{mins}) \} \frac{T_{pivot}}{V_{dc}} \end{aligned} \quad (5.12)$$

수식 (5.12)는 (5.9)와 마찬가지로 V_{maxs} , V_{meds} , V_{mins} 에 의해 처음 결정된 (5.5)의 SOV와 SZV로 표현되어 있다. 하지만 (5.9)와 다르게, 둘러싸는 벡터들이 출력되는 구간의 SOV가 경우에 따라 다른 벡터로 변화할 수 있다.

$$ii-a-1) V_{maxs} - V_{dc} - V_{meds} \geq 0$$

이 경우는 그림 5.10에서 SS2에 해당된다. 현재의 조건 아래 (5.12)에서 시간에 비례하는 전압 차들은 모두 0 또는 양수이므로, 그 전압 차에 곱해진 전압 벡터들이 0 또는 양의 시간동안 인가되게 된다. 따라서, (5.6)을 고려할 때 (5.13)이 성립하고, SOV와 SZV는 (5.5)와 다르지 않아 최솟값, 중간값, 최댓값

을 가지는 상의 순서에는 변함이 없다.

$$\begin{cases} V_{\max 1} - V_{\text{med}1} = V_{\text{dc}} \\ V_{\text{med}1} - V_{\min 1} = 0 \end{cases} \quad (5.13\text{-a})$$

$$\begin{cases} V_{\max 2} - V_{\text{med}2} = (V_{\max s} - V_{\text{dc}}) - V_{\text{med} s} \\ V_{\text{med}2} - V_{\min 2} = V_{\text{med} s} - V_{\min s} \end{cases} \quad (5.13\text{-b})$$

$$\text{ii-a-2) } V_{\max s} - V_{\text{dc}} - V_{\text{med} s} < 0$$

이 경우는 합 전압 지령이 그림 5.10에서 SS3에 위치한다. 앞의 ii-a-1)의 경우와 달리, 시간에 비례하는 전압 차이 중에 하나가 음의 값을 가진다. 물리적으로 (5.12)에서 SOV가 음의 시간동안 인가될 수는 없으므로, 이를 보상하기 위해 다른 벡터를 전압 합성에 이용하여야 한다. 수식 (5.12)는 수치상에서는 같지만 해석적으로는 다르게 (5.14)와 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \vec{V}^* = & \frac{1}{2T_{\text{pivot}}} \{ \vec{V}_{\text{sov}} \cdot V_{\text{dc}} + \vec{V}_{\text{szv}} \cdot 0 \\ & + (\vec{V}_{\text{szv}} - \vec{V}_{\text{sov}}) \cdot (-V_{\max s} + V_{\text{dc}} + V_{\text{med} s}) \\ & + \vec{V}_{\text{szv}} \cdot (V_{\text{med} s} - V_{\min s} + V_{\max s} - V_{\text{dc}} - V_{\text{med} s}) \} \frac{T_{\text{pivot}}}{V_{\text{dc}}} \end{aligned} \quad (5.14)$$

수식 (5.14)에서 $\vec{V}_{\text{szv}} - \vec{V}_{\text{sov}}$ 가 나타나는데, 벡터의 차이는 그 결과로서 또다른 벡터가 될 수 있다. 그림 5.8에서 살펴보면, 모든 SZV에 대해 인접한 SOV와의 벡터 차는 그 SZV와 인접한 또다른 SOV가 된다. 이 경우 새로운 SOV와 본래의 SZV가 경계를 이루는 섹터는 본래의 섹터와 비교했을 때 V_{\max} 와 V_{med} 의 상순서가 서로 맞바뀌게 된다. 수식 (5.14)를 새로운 SOV(\vec{V}_{son})를 이용하여 다시 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\vec{V}^* = & \frac{1}{2T_{\text{pivot}}} [\vec{V}_{\text{sov}} \cdot V_{\text{dc}} + \vec{V}_{\text{szv}} \cdot 0 \\ & + \vec{V}_{\text{son}} \cdot \{V_{\text{meds}} - (V_{\text{maxs}} + V_{\text{dc}})\} + \vec{V}_{\text{szv}} \cdot \{(V_{\text{maxs}} - V_{\text{dc}}) - V_{\text{mins}}\}] \frac{T_{\text{pivot}}}{V_{\text{dc}}}\end{aligned}\quad (5.15)$$

이것을 (5.6)과 비교하면, (5.16)을 얻을 수 있다.

$$\begin{cases} V_{\text{max1}} - V_{\text{med1}} = V_{\text{dc}} \\ V_{\text{med1}} - V_{\text{min1}} = 0 \end{cases} \quad (5.16\text{-a})$$

$$\begin{cases} V_{\text{max2}} - V_{\text{med2}} = V_{\text{meds}} - (V_{\text{maxs}} - V_{\text{dc}}) \\ V_{\text{med2}} - V_{\text{min2}} = (V_{\text{maxs}} - V_{\text{dc}}) - V_{\text{mins}} \end{cases} \quad (5.16\text{-b})$$

현재 고려 중인 조건은 중심 벡터가 ii-a-1)과 같다. 차이는 둘러싸는 벡터들이 출력되는 구간에서 생기는데, 원래 중간값에 해당되던 상이 최댓값이 되고 원래 최댓값에 해당되던 상은 중간값으로 바뀌게 되어 섹터를 이루는 SOV가 바뀌게 된다. ii-a-1)에 비해 벡터의 관점에서는 둘러싸는 구간의 SOV가 바뀌지만, 3상 지령을 이용한 실질적인 구현에서는 차이가 없다. 즉, 3상 지령 관점에서는 $V_{\text{maxs}} - V_{\text{meds}}$ 가 $V_{\text{meds}} - V_{\text{mins}}$ 보다 크기만 하면(SOV가 중심 벡터이면), 둘러싸는 벡터들이 출력되는 구간에서 본래 V_{maxs} 로 최대였던 상에 대해서만 $V_{\text{maxs}} - V_{\text{dc}}$ 로 크기 변화를 주고, 영상분 전압을 조절하여 PWM을 구현하면 된다. 예를 들어, 그림 5.10과 같이 V_{maxs} , V_{meds} , V_{mins} 에 해당되는 상이 순서대로 a, b, c였다면, ii-a-1)이나 ii-a-2)는 둘러싸는 벡터들이 출력되는 구간에서 (5.17)처럼 영상분 전압 V_{zs} 를 이용한 동일한 처리를 거친다.

$$\begin{cases} V_{\text{a2}} = V_{\text{maxs}} - V_{\text{dc}} + V_{\text{zs}} \\ V_{\text{b2}} = V_{\text{meds}} + V_{\text{zs}} \\ V_{\text{c2}} = V_{\text{mins}} + V_{\text{zs}} \end{cases} \quad (5.17)$$

$$\text{ii-b)} \quad V_{\max} - V_{\text{meds}} < V_{\text{meds}} - V_{\min}$$

이 경우는 전압 지령이 $V_{\text{meds}} - V_{\min}$ 에 의해 인가 시간이 결정되는 SZV에 더 가까운 조건이다. 그림 5.10의 경우에는 VP_1 보다 VP_2 에 전압 지령이 더 가까운 것을 의미하고, 바로 이 VP_2 가 (5.5)에서 V_{meds} 와 V_{\min} 에 의해 결정되는 SZV이다. 앞선 ii-a)의 (5.12)와 같은 의미의 수식을 (5.18)과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} \vec{V}^* = & \frac{1}{2T_{\text{pivot}}} \{ \vec{V}_{\text{sov}} \cdot 0 + \vec{V}_{\text{szv}} \cdot V_{\text{dc}} \\ & + \vec{V}_{\text{sov}} \cdot (V_{\max} - V_{\text{meds}}) + \vec{V}_{\text{szv}} \cdot (V_{\text{meds}} - V_{\text{dc}} - V_{\min}) \} \frac{T_{\text{pivot}}}{V_{\text{dc}}} \end{aligned} \quad (5.18)$$

현재 고려 중인 조건에서는 앞선 경우와 달리 SZV가 달라질 수 있다.

$$\text{ii-b-1)} \quad V_{\text{meds}} - V_{\text{dc}} - V_{\min} > 0$$

이 조건은 그림 5.10의 SS5에 합 전압 지령이 위치한다. 또한 ii-a-1)에 유사하여, SOV와 SZV에 변화가 없어도 시간 상의 물리적인 오류없이 전압 합성이 가능하다. 즉, (5.5)의 SOV와 SZV가 그대로 사용되고, (5.6)에 비교하면 (5.19)가 성립함을 알 수 있다.

$$\begin{cases} V_{\max1} - V_{\text{med1}} = 0 \\ V_{\text{med1}} - V_{\min1} = V_{\text{dc}} \end{cases} \quad (5.19\text{-a})$$

$$\begin{cases} V_{\max2} - V_{\text{med2}} = V_{\max} - V_{\text{meds}} \\ V_{\text{med2}} - V_{\min2} = V_{\text{meds}} - (V_{\min} + V_{\text{dc}}) \end{cases} \quad (5.19\text{-b})$$

$$\text{ii-b-2)} \quad V_{\text{meds}} - V_{\text{dc}} - V_{\min} \leq 0$$

이 경우는 그림 5.10에서 합 전압 지령이 SS4에 위치한다. (5.14)와 유사한

원리에 의해 (5.18)은 (5.20)과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} \vec{V}^* = & \frac{1}{2T_{\text{pivot}}} [\vec{V}_{\text{sov}} \cdot 0 + \vec{V}_{\text{szv}} \cdot V_{\text{dc}} \\ & + \vec{V}_{\text{sov}} \cdot \{V_{\text{maxs}} - (V_{\text{mins}} + V_{\text{dc}})\} + (\vec{V}_{\text{sov}} - \vec{V}_{\text{szv}}) \cdot \{(V_{\text{mins}} + V_{\text{dc}}) - V_{\text{meds}}\}] \frac{T_{\text{pivot}}}{V_{\text{dc}}} \end{aligned} \quad (5.20)$$

SZV의 경우에서와 마찬가지로, 모든 SOV에 대해 인접한 SZV와의 벡터 차는 그 SOV와 인접한 또다른 SZV가 된다. 이 경우 벡터 차이에 의한 새로운 SZV와 본래의 SOV가 경계를 이루는 섹터는 본래의 섹터와 비교했을 때 V_{med} 와 V_{min} 의 상순서가 서로 맞바뀌게 된다. 수식 (5.6)을 고려할 때 (5.20)으로부터 (5.21)이 얻어진다.

$$\begin{cases} V_{\text{max1}} - V_{\text{med1}} = 0 \\ V_{\text{med1}} - V_{\text{min1}} = V_{\text{dc}} \end{cases} \quad (5.21\text{-a})$$

$$\begin{cases} V_{\text{max2}} - V_{\text{med2}} = V_{\text{maxs}} - (V_{\text{mins}} + V_{\text{dc}}) \\ V_{\text{med2}} - V_{\text{min2}} = (V_{\text{mins}} + V_{\text{dc}}) - V_{\text{meds}} \end{cases} \quad (5.21\text{-b})$$

즉, 현재 고려 중인 조건에 대하여 둘러싸는 벡터들이 출력되는 구간에서는, 원래 중간값에 해당되던 상이 최솟값이 되고, 원래 최솟값에 해당되던 상은 중간값으로 바뀌게 된다. 이 경우도 벡터적인 관점에서는 ii-b-1)과 ii-b-2)가 차이를 보이지만, 3상 전압 지령 관점에서는 $V_{\text{maxs}} - V_{\text{meds}}$ 가 $V_{\text{meds}} - V_{\text{mins}}$ 보다 작기만 하면(SZV가 중심 벡터이면), 본래 V_{mins} 로 최소였던 상에 대해서만 둘러싸는 벡터들이 출력되는 구간에서 $V_{\text{mins}} + V_{\text{dc}}$ 로 변화를 주고 영상분 전압을 조절하여 PWM을 구현한다. 예컨대, V_{maxs} , V_{meds} , V_{mins} 에 해당되는 상이 순서대로 a, b, c였다면, ii-b-1)이나 ii-b-2)는 둘러싸는 구간에서는 (5.22)처럼 영상분 전압 V_{zs} 를 이용한 동일한 처리를 거친다.

$$\begin{cases} V_{a2} = V_{\max s} + V_{zs} \\ V_{b2} = V_{\text{meds}} + V_{zs} \\ V_{c2} = V_{\min s} + V_{dc} + V_{zs} \end{cases} . \quad (5.22)$$

5.2.4 스위칭 횟수를 고려한 PWM 고조파 최적화

앞 절에서는 중심 벡터와 둘러싸는 벡터들을 적절히 선정하여 삼각파 비교를 통해 PWM을 구현하기 위한, 각 구간 별 3상 지령의 차이를 산출하는 방법에 대하여 논하였다. 본 절에서는 앞서 산출된 3상 지령 차이를 만족하면서 PWM을 최적화 하기 위한 방법에 대해 논한다. 수식 (5.17)과 (5.22)에 보인 예시처럼, 합 전압 지령을 둘러싸는 구간에서는 영상분 전압의 자유도가 존재할 수 있다. 이러한 영상분 전압을 조절하여, 고조파 특성 및 스위칭 횟수에서 최적인 PWM 방법을 모색할 수 있다.

먼저, 스위칭 횟수의 평균적인 증가는 스위칭 주파수의 증가를 의미한다. 그런데 일반적으로 스위칭 주파수가 높아지면, 출력 고조파 특성이 좋아지는 대신에 스위칭 손실이 증가하는 절충(trade-off)이 일어난다. 공정한 비교를 위해서는 스위칭 주파수를 비슷한 수준으로 맞추었을 때, 서로에 대해 고조파 특성이 얼마만큼의 차이가 나는지 살펴볼 필요가 있다.

제안된 PWM 방법은 그림 5.9에서 T_{pivot} 을 반주기로 갖는 삼각파로 구현될 수 있음을 설명하였다. 그런데 스위칭 횟수는 컨버터 간 역할 전환이 일어나는 시점에 따라서도 영향을 받는다. 그림 5.9의 경우처럼 중심 벡터가 출력되는 구간과 둘러싸는 벡터들이 출력되는 구간 사이의 전환이 골(valley)에서 일어나는 경우가 있고, 그림 5.10처럼 전환이 마루(peak)에서 일어나는 경우가 있다. 스위칭 횟수를 검토하는 과정에서는 이 경우에 대해서도 고려한다.

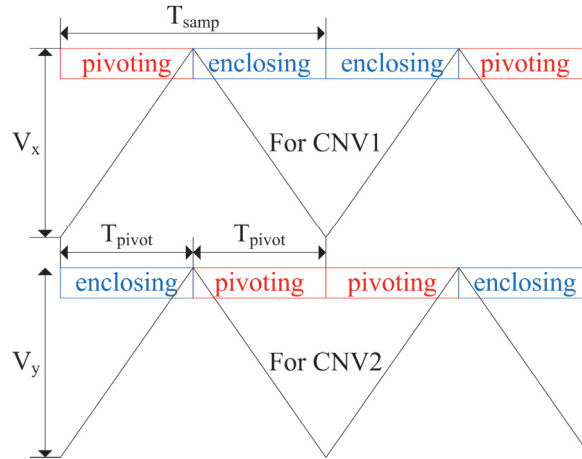


그림 5.11 제안된 PWM 방식에서 각 컨버터의 역할 분담:
삼각파의 마루에서 역할 전환.

스위칭 횟수나 고조파 특성에 대해서는 5.2.3절처럼 그림 5.10에 표시된 영역을 기준으로 논의를 진행한다. 우선, 비교하고자 하는 인터리빙 PWM 방식에 맞추어, 스위칭 횟수가 그와 비슷하거나 적은 경우만을 추려보았다. 일반적으로, SVPWM에 기반한 인터리빙 방식은 2번의 T_{samp} 동안(그림 5.7) 각 상마다 두 번씩 총 여섯 번의 스위칭 함수 변화를 갖는다. T_{samp} 와 T_{pivot} 은 (5.4)의 관계를 가지므로, 제안된 PWM 방식에서는 4번의 T_{pivot} 에 대하여 총 여섯 번 이하의 스위칭 횟수를 갖는 경우만을 고려하도록 한다.

스위칭 횟수 검토를 위해, PWM 구현 상 어떠한 조합이 가능할지 분류할 필요가 있다. 우선 그림 5.9와 그림 5.11에서 설명한 것처럼, 컨버터 간 역할 전환이 어디서 일어나는지도 스위칭 횟수에 영향을 주는데, 삼각파의 골에서 일어나면 VT(valley transition), 삼각파의 마루에서 일어나면 PT(peak transition)로

표기하도록 한다. 여기에 합 전압 지령을 둘러싸는 구간에서 영상분 전압에 따른 스위칭 횟수 변화를 구분하기 위해, 3상 전압 지령 중 최댓값을 삼각파 최댓값에 배치하는 경우를 UC(up-clamping), 3상 전압 지령 중 최솟값을 삼각파 최솟값에 배치하는 경우를 DC(down-clamping), 3상 전압을 삼각파의 수직 중앙에 위치하도록 하는 경우를 MA(middle-align)로 표시하도록 하였다. 그러면 역할 전환 옵션(option)과 둘러싸는 구간의 영상분 옵션에 따라, 일반적으로 6가지 경우가 가능하다. 본 논문에서는 그 중에서 앞서 언급한 바와 같이 4번의 T_{pivot} 에 대하여 총 여섯 번 이하의 스위칭 횟수를 갖는 경우에 대해서만 검토하도록 한다.

우선 그림 5.10의 SS1에서의 스위칭 횟수를 고려해 보면, 중심 벡터가 출력되는 구간의 영벡터는 (5.10-a)의 조건만 만족하면 되므로, 이 경우는 특이하게 중심 벡터가 출력되는 구간에서도 영상분 전압에 의한 자유도가 생긴다. 여기서 영상분 전압에 의한 자유도란 삼각파 비교에서 3상 전압 지령을 위아래 수직 방향으로 얼마만큼 이동시킬지에 관한 자유도를 의미한다.

하지만 (5.10-a)에 따라 모두 같은 값을 갖는 3상 지령에 대해 스위칭 횟수를 최소화하기 위해서는 두 가지 영상분 전압만이 가능하다. 첫번째 경우는 3상 전압 지령을 모두 삼각파의 최댓값에 위치하는 것이고, 두번째 경우는 3상 전압 지령을 모두 삼각파의 최솟값에 위치하는 것이다. 그림 5.12는 첫번째 경우에 해당하고, 그림 5.13은 두번째 경우에 해당한다. 3상 지령을 삼각파의 수직 중앙에 위치하도록 하면 스위칭 횟수가 항상 6회를 넘어가게 된다.

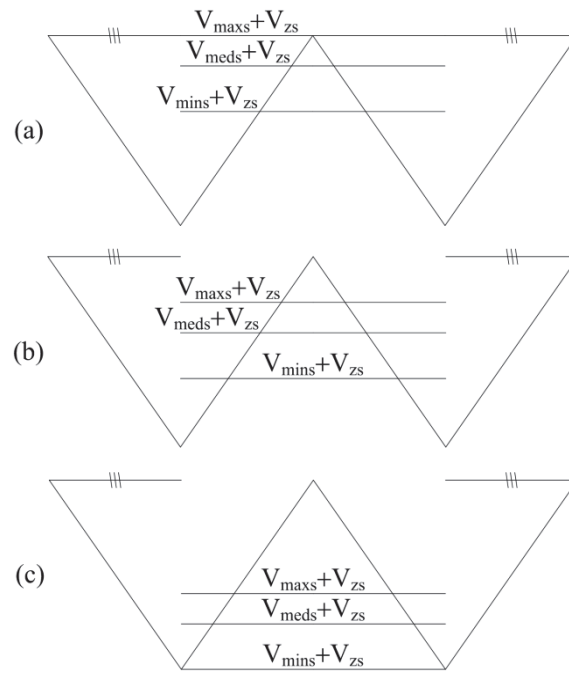


그림 5. 12 SS1 영역의 PWM 패턴 1:

(a) VT-UC, (b) VT-MA, (c) VT-DC.

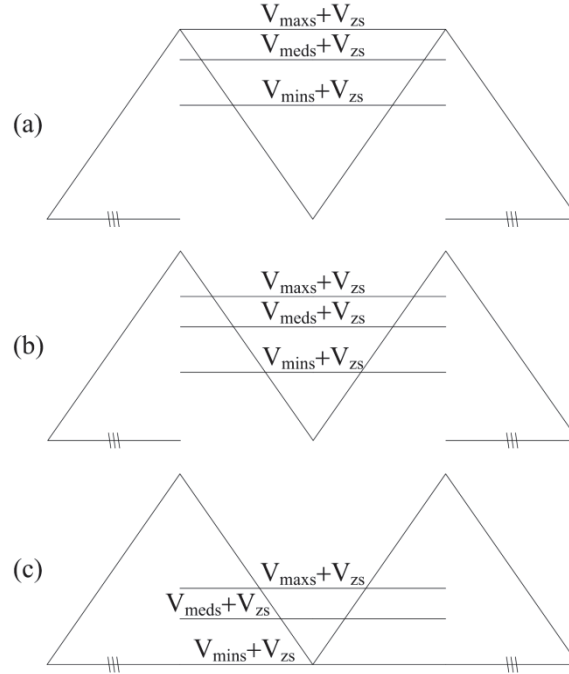


그림 5.13 SS1 영역의 PWM 패턴 2:

(a) PT-UC, (b) PT-MA, (c) PT-DC.

그림 5.12와 그림 5.13에 나타나는 것처럼 중심 벡터가 영벡터일 때, 영벡터의 3상 지령을 삼각파 최댓값에 배치한 상태에서 VT-UC이거나, 영벡터의 3상 지령을 삼각파 최솟값에 배치한 상태에서 PT-DC이면, 총 스위칭 횟수는 4회가 된다. 이것은 V_{maxs} , V_{meds} , V_{mins} 에서 최대이거나 최소인 상에서 스위칭이 일어나지 않기 때문인데, 상마다 서로 다른 스위칭 횟수는 손실의 불균형을 의미하지만, 그림 5.10에 도시된 합 전압 평면은 한 번의 운전주기 동안 상마다 역할을 바꾸어 가며 여섯 번 반복되므로, 운전 주파수 관점에서 평균적으로는 스위칭 손실이 고르게 분포하게 된다. 그림 5.12와 그림 5.13에 도시된 나머지 경우들도 총 스위칭 횟수가 여섯 번으로 활용 가능한 옵션이다.

그림 5.10의 공간에서 SS1을 제외한 나머지 영역들에 대해서, 스위칭 횟수를 조사한 결과는 표 5.1과 같다. 이 영역들에서는 둘러싸는 벡터들이 출력되는 구간의 MA 옵션은 모두 스위칭 횟수가 여섯 번을 넘게 되어, 표 5.1상에서는 표기하지 않았다. 예를 들어, 표 5.1에 표기된 4+2+0은 순서대로 V_{maxs} , V_{meds} , V_{mins} 에 해당되는 상들에서 일어나는 스위칭 횟수를 의미한다. 표 5.1 및 그림 5.12와 그림 5.13에 나타낸 것처럼, $4T_{pivot}$ 당 스위칭 횟수가 6회를 넘지 않는 경우에 대하여 고조파 특성을 고려한다.

표 5.1 영역별 $4T_{pivot}$ 당 3상의 스위칭 횟수.

	VT-UC	VT-DC	PT-UC	PT-DC
SS2	8 (0+4+4)	6 (2+4+0)	4 (0+2+2)	6 (4+2+0)
SS3	8 (2+2+4)	6 (2+4+0)	8 (4+2+2)	6 (4+2+0)
SS4	6 (0+2+4)	8 (2+2+4)	6 (0+4+2)	8 (4+2+2)
SS5	6 (0+2+4)	4 (2+2+0)	6 (0+4+2)	8 (4+4+0)

PWM 고조파 특성을 고려하기 위해 그림 5.14에 따른 모의실험을 진행하였다. 앞서 언급한 바와 같이, DDSW에 참여하는 양쪽 컨버터(CNV_1 과 CNV_2)는 동일한 전압 지령을 출력하는 것으로 가정하였다. 앞 절에서 설명한 PWM 방식에 따라 삼각파 비교를 통해 스위칭 함수가 정해지면, 스위칭 함수에 직접 직류단 전압($V_{dc}=1$ 을 가정)을 곱하고 (2.8)의 클락 변환에 따라 d-q 전압으로 변환하였다. 이러한 PWM 전압 출력에 대해서 평균적으로 합성해야 하는 본래의 일정한 전압 지령을 빼주게 되면, 순수하게 맥동 전류에 기여하는 전압

성분을 얻을 수 있다. 바로 이 맥동 전압을 다시 abc 좌표계로 역변환하여 적분하게 되면 상마다 맥동 전류에 대한 지표(index)를 얻을 수 있다. T_{samp} 는 1초로 하고 T_{pivot} 은 0.5초로 하여 2초($4T_{\text{pivot}}$) 동안 진행하였다. 본 모의 실험은 맥동 전류 지표에 대한 상대적인 수치 비교가 목적으로, 모의 실험의 조건들은 실제적인 시스템의 값들보다는 구현의 편의를 우선하여 설정되었다.

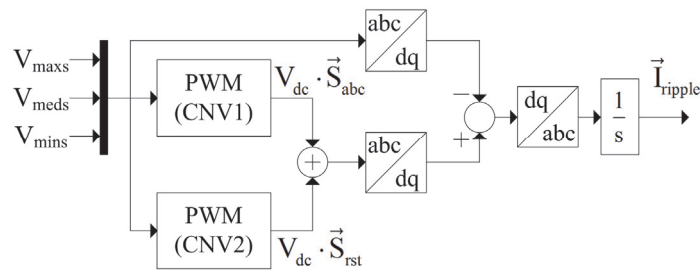


그림 5.14 맥동 지표 산출을 위한 모의 실험.

PWM 전압과 지령의 차이를 적분하는 것은 컨버터에 연결된 부하의 고주파 특성에서 인덕턴스 성분이 두드러지는 것을 가정하였기 때문이다. 이것은 DDSW에 적절한 가정으로서, 그림 5.14에서 \vec{I}_{ripple} 로 표시된 맥동 전류 지표(ripple current index)는 실제 출력 전류의 PWM 고조파 특성과 높은 상관 관계를 갖는다. 이 맥동 지표는 시간에 대한 함수로, $4T_{\text{pivot}}$ 동안의 특성을 하나의 수치로 나타내기 위해 RMS가 고려될 수 있다. 그림 5.14에 나타나듯 맥동 지표는 전체 PWM 성분에서 기본파 성분을 빼서 적분한 것으로, 이것의 RMS를 다시 기본파 성분으로 나누게 되면 THD의 정의와 매우 유사한 의미를 띠게 된다. 또한, $4T_{\text{pivot}}$ 의 구간 동안 맥동 지표의 최댓값을 하나의 기준으로서 고조파에 대한 최적화를 고려할 수 있는데, 삼각파 비교 방식에 상관없이 맥동 지

표의 구간 최댓값이 상대적으로 작아지는 영역은 맥동 지표의 RMS 값이 상대적으로 작아지는 영역 안에 모두 포함된다. 이것은 모의 실험을 통해서도 확인한 것으로, 본 논문에서는 RMS 값을 기준으로 PWM 최적화에 대해 논한다. 덧붙여, 그림 5.9와 그림 5.11를 통해 언급한 VT와 PT 는 구현 시 PWM 고조파 특성에서 차이를 보이지 않으므로, 합 전압 지령을 둘러싸는 구간의 UC, DC, MA 옵션 차이에 집중하여 고조파 특성을 검토한다.

다음에서 다루어질 PWM 고조파 특성에 대한 최적화란, 그림 5.10에 도시된 합 전압 평면 전체에서 둘러싸는 구간의 UC, DC, 또는 MA 방식 중 맥동 지표의 RMS가 최소가 되도록 하는 방법은 무엇인지 파악하여 활용하는 것이다. 특히, 앞에서 스위칭 횟수 제한을 만족하였던 방법들에 한해서 고조파 특성 최적화를 검토한다. 표 5.2는 그림 5.10의 SS1 영역에 대해서 UC와 MA 방식에 대한 맥동 지표의 RMS를 나타내고 있다. 변조지수 MI [단위, V/V]는 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 에 대한 컨버터 전압 지령의 비율을 의미하고, 전압 각 θ_v [단위, °]는 그림 5.10에서 전압 지령이 합 전압 평면에서 VP_1 방향과 이루는 각도를 의미한다.

표 5.2에 나타낸 맥동 지표는 RMS를 의미하는 것으로, 수치적으로 작을수록 맥동이 덜하다는 것을 의미한다. 따라서 맥동 지표의 RMS가 밝은 영역일수록 해당 방법이 고조파 특성에서 우수함을 의미한다. 표 5.2에 따르면, SS1 영역에서는 합 전압 지령을 둘러싸는 구간에서 MA 방식으로 구현하는 것이 UC 방식에 비해 전반적으로 낮은 RMS 특성을 보인다. 좀더 명확한 비교를 위해, 표 5.2와 동일한 데이터를 표 5.3과 같이 표현할 수 있다. 즉, 방식 간의 맥동 지표 RMS의 차이를 구한 후에, 그 차이가 양의 값을 나타내는 영역을

표시하였다. 여기서의 양의 값은 빼는 쪽(subtrahend)의 RMS가 더 작다는 것을 의미하므로, PWM 고조파 특성에서 빼는 쪽이 더 우수함을 의미한다.

표 5.2 SS1에서 맥동 지표의 RMS – UC와 MA.

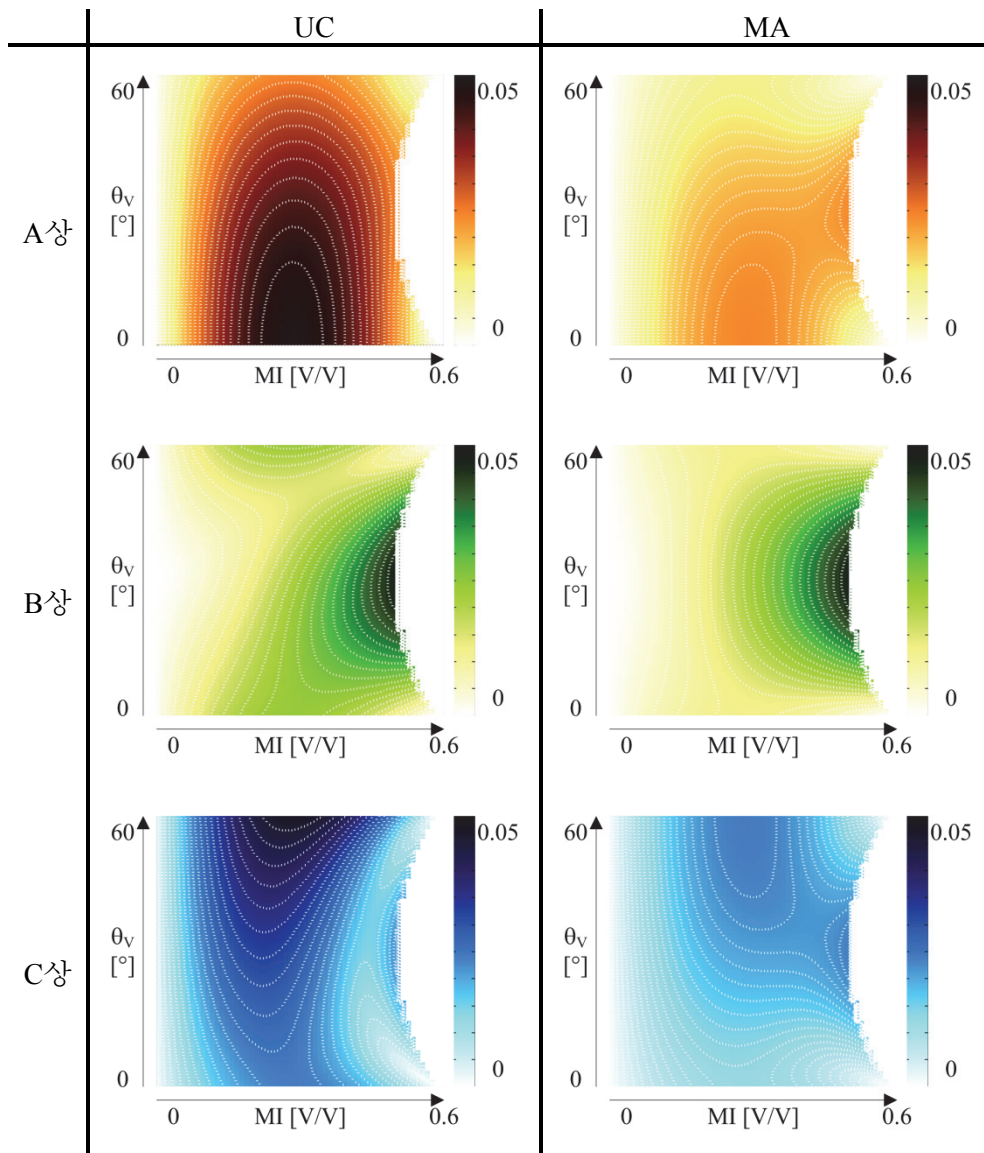


표 5.3 SS1에서 고조파 특성의 우월도 - UC와 MA.

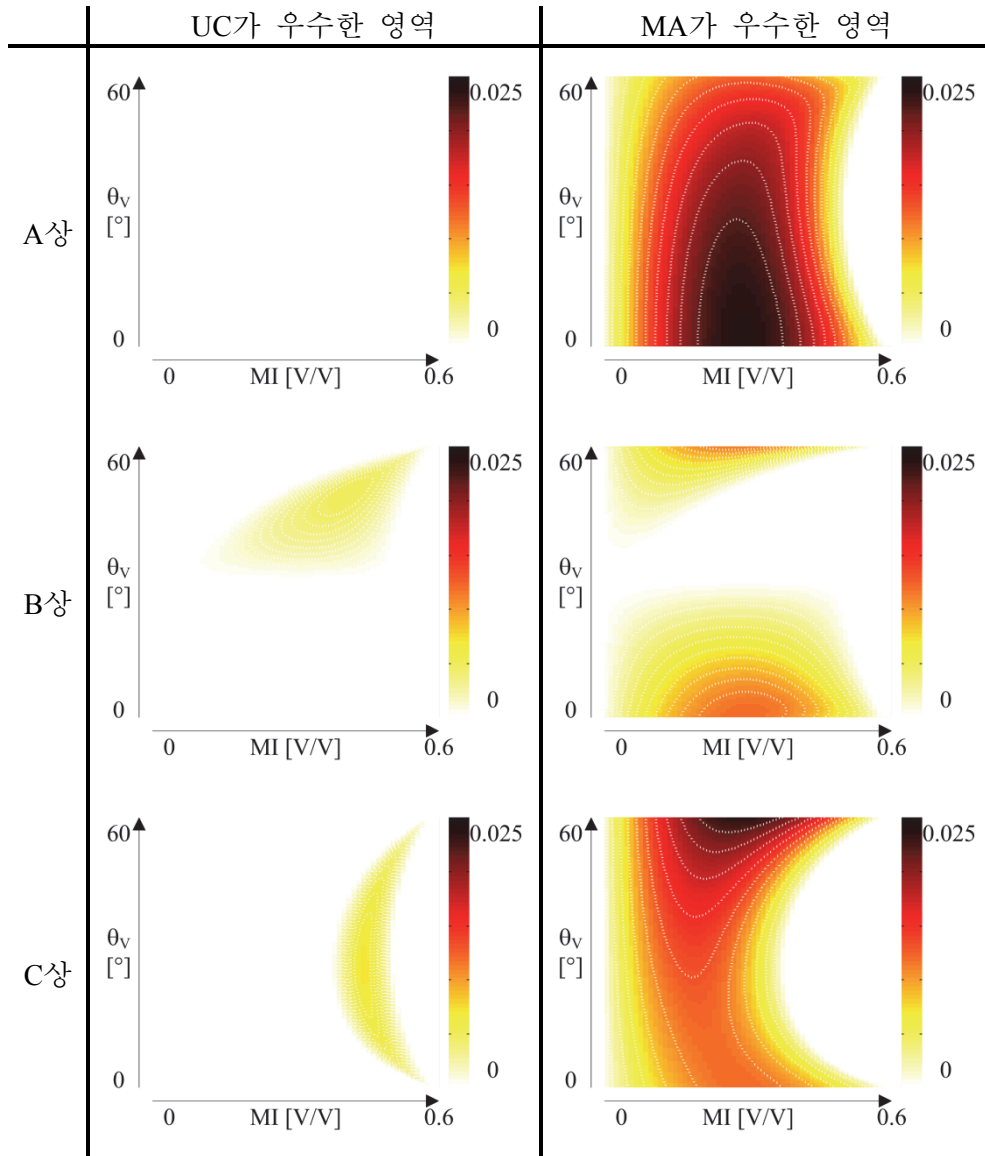


표 5.2에 비해 표 5.3은 방식 간 고조파 특성의 우월도를 파악하기가 수월하다. 표 5.3에 따르면, SS1에서는 MA가 UC보다 상에 관계 없이 대체로 고조파 특성에서 유리하고, 사소한 차이를 제외하면 DC에 대한 결과를 얻어도 표 5.3

처럼 MA가 우수한 것을 확인할 수 있다. 하지만 그림 5.12와 그림 5.13에서 고려된 것처럼 UC나 DC는 $4T_{\text{pivot}}$ 동안 스위칭 횟수를 2회 절감할 수 있으므로, 사용자 입장에서 선택할 필요가 있다.

SS1 영역에서 스위칭 횟수 최소화를 우선시 한다면, 합 전압 지령을 둘러싸는 벡터들이 출력되는 구간의 영상분 전압 활용에서 UC와 DC 방식 중 하나를 선택해야 한다. 표 5.4는 UC와 DC 서로에 대해서 고조파 특성이 상대적으로 우수한 영역을 나타내고 있다. A상과 C상의 고조파 특성은 서로 대칭적인 특성을 보이므로, B상의 고조파 특성을 기준으로 전압 각에 따라 사용하는 방식을 선택할 수 있다. 예컨대, 0도에서 30도 사이는 DC로 구현하고, 30도에서 60도 사이는 UC로 구현하는 식이다. 본 논문에서는 구현의 편이성 및 고조파 특성을 우선하여, SS1 영역에서는 MA로 구현하는 전략을 취하도록 한다.

표 5.1에서 지적하였듯, 그림 5.10에서 SS1을 제외한 영역에서는 UC와 DC 방식만이 스위칭 제한을 만족할 수 있다. 따라서, 표 5.5와 같이 나머지 영역들에 대한 UC와 DC의 고조파 특성을 비교할 필요가 있다. 표 5.5에 나타난 것처럼, 일단 표 5.4와 마찬가지로 두 방식의 A상과 C상 고조파 특성은 대칭적인 것을 알 수 있다. 또한, B상의 경우는 두 방식 간에 전압 각 θ_v 에 따라 고조파 특성에서 우세한 영역이 대칭적이므로, B상 고조파 특성을 기준으로 방식을 선택하는 수도 있다. 하지만 전반적으로 눈에 띄는 향상은 기대할 수 없기 때문에, 영상분 전압 활용에 있어서 UC와 DC 방식은 큰 차이를 보이지 않는 것으로 인식할 수 있다. 따라서 SS1을 제외한 영역에서는 UC와 DC의 방식 차이에 따른 고조파 특성보다, 표 5.1에 나타낸 스위칭 횟수를 우선하여 최적의 구현 방식을 정할 수 있다.

표 5.4 SS1에서 고조파 특성의 우월도 - UC와 DC.

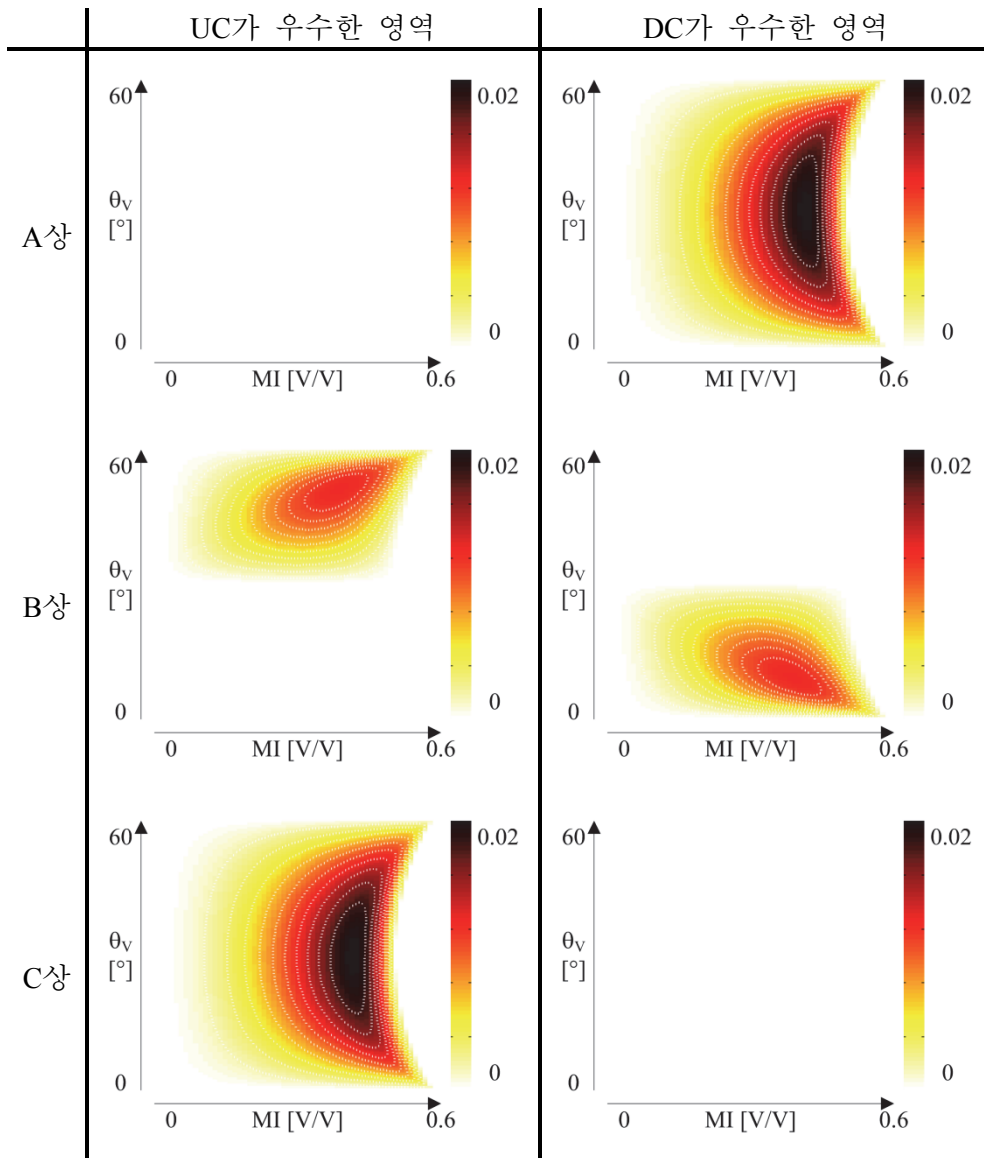


표 5.5 SS1을 제외한 영역에서 고조파 특성의 우월도 - UC와 DC.

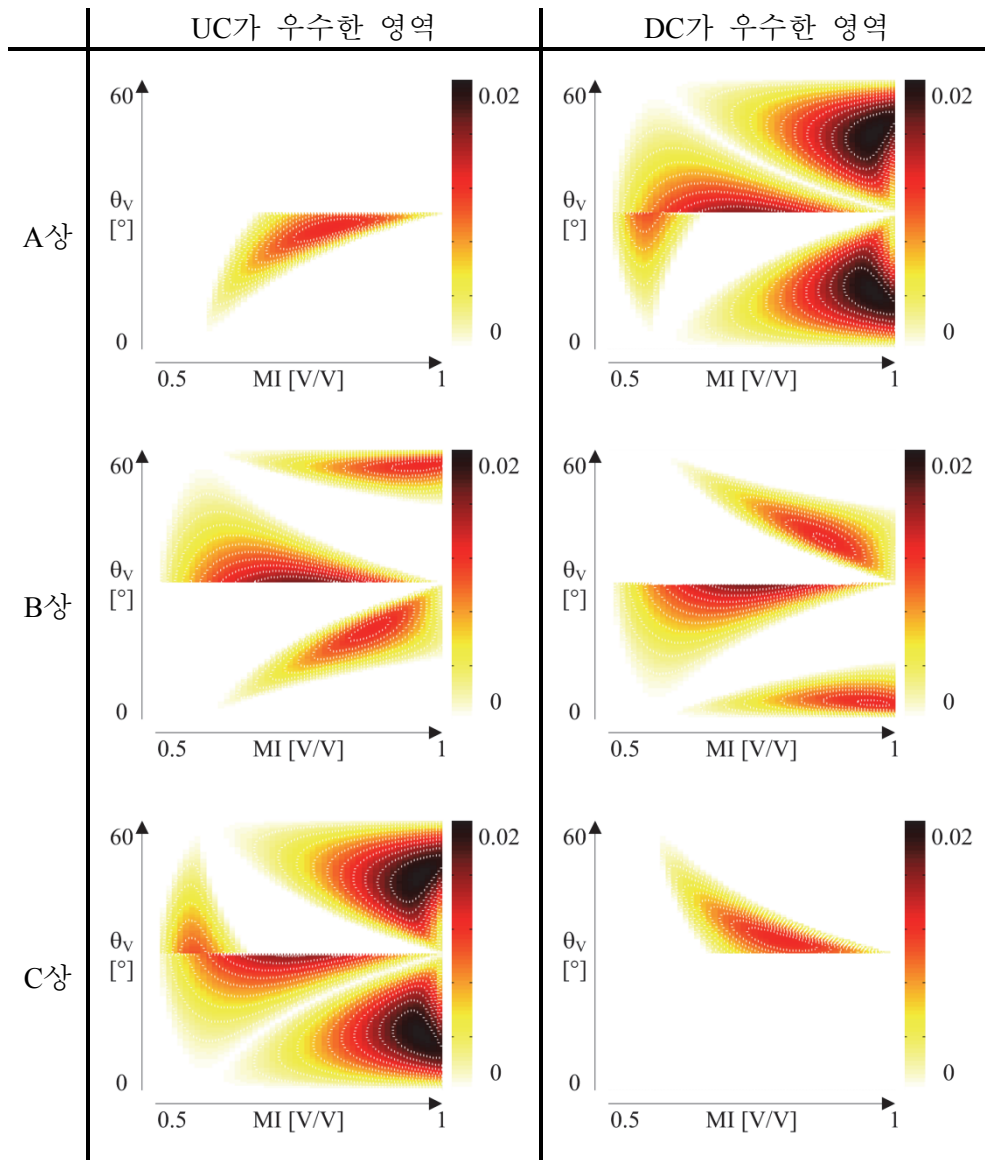


표 5.1에 따라 PWM 방식을 정할 때, 스위칭 횟수 및 그 분포를 고르게 하는 방법으로서, SS2에서 SS5에 대해 차례대로 PT-UC, PT-DC, VT-UC, VT-DC의 전략을 취하는 것이 최적임을 알 수 있다. 여기에 덧붙여 구현의 단순성을 고려하게 되면, PT나 VT 중에 하나만 나타나도록 구현하는 방법을 취할 수 있다. 이러한 경우는 영역 순서대로 VT-DC, VT-DC, VT-UC, VT-UC(또는 VT-DC)에 따르거나, PT-DC(또는 PT-UC), PT-DC, PT-UC, PT-UC의 순서로 구현하더라도 여전히 스위칭 횟수 제한을 만족시키면서 구현을 단순성을 높일 수 있다.

5.2.5 컨버터 전압 지령 차이에 대한 고려

앞 절에서의 최적화는 DDSW에 참여하는 컨버터들이 동일한 전압 지령을 출력하고 있는 것으로 가정하였다. 양쪽 컨버터가 대부분의 운전에서 동일한 수준의 전력 제어를 할 것으로 기대되므로, 이러한 가정 아래 최적화된 PWM 방식은 실제 적용에 있어서도 효과가 있을 것으로 기대된다.

하지만 시스템에는 여러 측면에서 약간의 불균형들이 흔하게 존재하기 마련이다. 즉 동일한 전력 제어를 하더라도, 전압 지령에 있어서 컨버터 사이에 약간의 차이는 있을 수 있다. 5.2.3절에서, V_{maxs} , V_{meds} , V_{mins} 로부터 얻은 대소 관계에 따라 중심 벡터와 둘러싸는 벡터들을 선정하였는데, 컨버터 간의 전압 지령 차이는 사소한 차이라도 부등호 관계에 따른 분류로 인해 서로 전혀 다른 벡터들을 출력하게 만들 수도 있다.

그림 5.15는 컨버터 전압 지령 간의 작은 차이로 인해 발생하는 문제를 설명하기 위한 예시로, 컨버터1의 전압 지령으로부터 얻은 V_{maxs1} , V_{meds1} , V_{mins1} 에

의한 전압 벡터 \vec{V}_{sc1} 과 컨버터2의 전압 지령으로부터 얻은 V_{maxs2} , V_{meds2} , V_{mins2} 에 의한 전압 벡터 \vec{V}_{sc2} 를 나타내고 있다. 두 전압 벡터는 약간의 차이로 인해 각각 SS3와 SS4에 속한 것으로 분류되어 5.2.3절에 따라 각 컨버터의 3상 지령을 수정하게 된다.

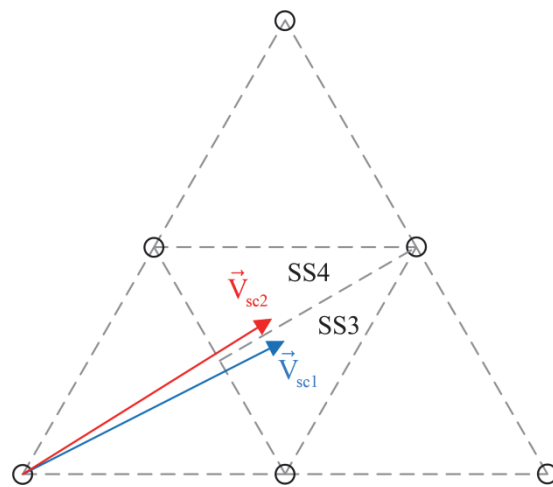


그림 5.15 전압 지령 차이에 의한 합 전압 벡터의 차이 - 예시 1.

그림 5.16은 그림 5.15의 합 전압 벡터에 대해 제안된 PWM 방법이 중심 벡터를 선정하여 합 전압 벡터를 분해하는 단계를 도시하였다. 각 컨버터가 자신의 3상 지령만을 고려하여 중심 벡터를 정하게 되면, 그림 5.16에 표시된 pivot1과 pivot2처럼 서로 다른 벡터를 중심 벡터로 선정할 수 있다. 각 컨버터의 중심 벡터는 서로 다른 T_{pivot} 구간 동안 다른 컨버터의 둘러싸는 벡터들과 함께 인가되므로, 합 전압 평면에서 출력되는 전압 벡터는 결국 그림 5.17과 같다.

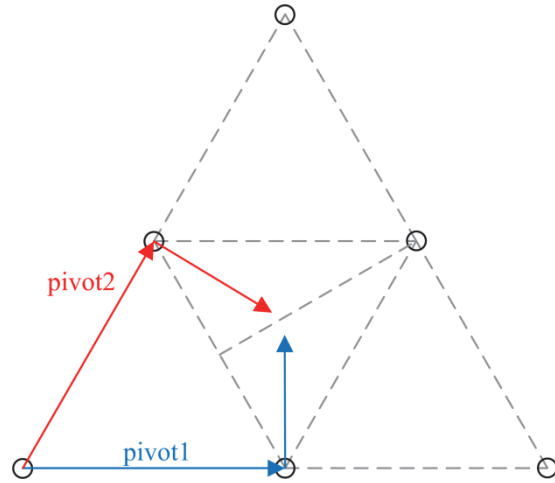


그림 5.16 전압 지령 차이 시 벡터 분해 - 예시 1.

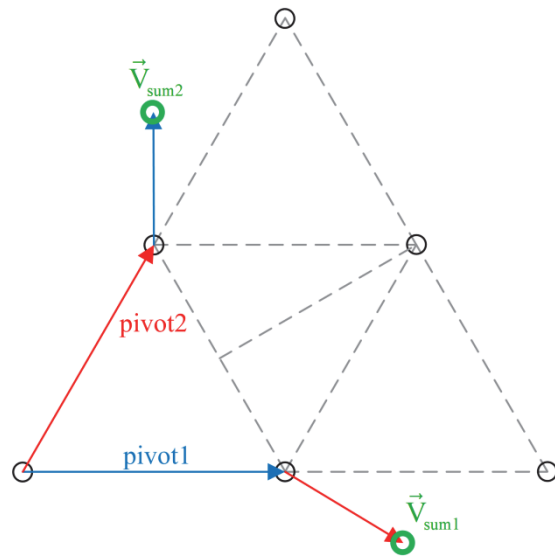


그림 5.17 전압 지령 차이 시 $2T_{pivot}$ 동안의 합 전압 출력 - 예시 1.

그림 5.17에서 첫번째 T_{pivot} 동안 출력되는 합 전압 벡터 \vec{V}_{sum1} 과 두번째 구간

동안 출력되는 \vec{V}_{sum2} 는 서로 매우 큰 차이를 보이게 된다. 그리고 이것은 그림 5.15에서 각 컨버터가 의도했던 \vec{V}_{sc1} 이나 \vec{V}_{sc2} 와도 매우 큰 차이를 보인다. 변압기 응용에서 이러한 출력 왜곡은 곧바로 계통 전류의 맥동 전류 증가를 의미하고, 전동기 제어에 있어서는 토크 맥동 증가를 뜻하게 된다.

그림 5.18은 전압 지령 차이에 의한 합 전압 벡터 왜곡에 관한 다른 예시를 보여주고 있다. 이 그림은 전압 지령 차이에 의해 \vec{V}_{sc1} 은 SS1에 속할 때 \vec{V}_{sc2} 는 SS3에 속하는 경우를 표현하고 있다. 이 경우도 각 컨버터의 서로 다른 중심 벡터로 인하여, 그림 5.19와 같이 합 전압에 있어서 왜곡된 결과를 초래하게 된다. 따라서 전압 지령 간 차이로 인한 PWM 왜곡을 방지하기 위한 고려가 실제 구현에 앞서 필수적으로 선행되어야 한다.

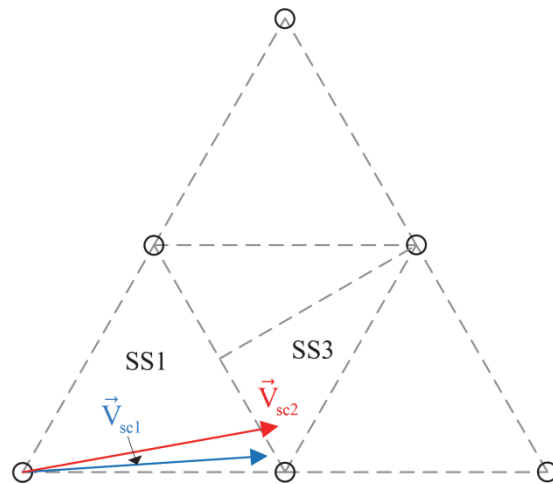


그림 5.18 전압 지령 차이에 의한 합 전압 벡터의 차이 - 예시 2.

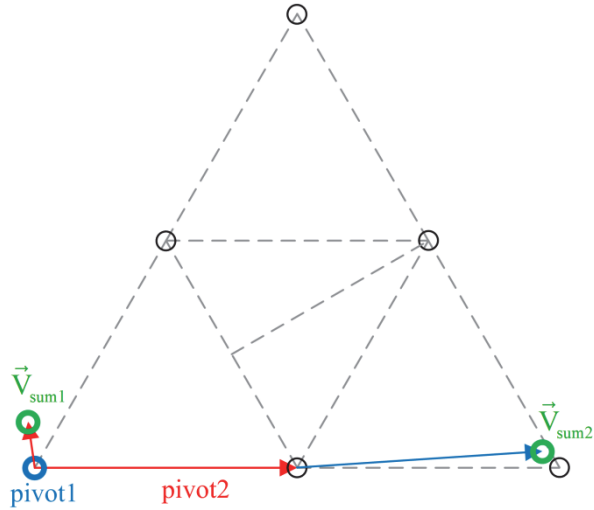


그림 5.19 전압 지령 차이 시 $2T_{\text{pivot}}$ 동안의 합 전압 출력 - 예시 2.

전압 지령 간의 차이를 보상하기 위한 방법으로, 본 논문에서는 양쪽 컨버터가 중심 벡터를 공유하는 방법을 제안한다. 양쪽 컨버터가 어느 벡터를 공유할지는 각 컨버터의 합 전압 지령이 자신과 가까운 중심 벡터와의 가까운 정도에 따라 결정할 수 있다. 이 가까운 정도는 각 컨버터에서 $V_{\text{maxs}} - V_{\text{meds}}$ 와 $V_{\text{meds}} - V_{\text{mins}}$ 중 작은 것을 큰 것으로 나누어 수치화할 수 있고, 이 수치가 좀 더 작은 값을 나타내는 컨버터쪽이 중심 벡터와 합 지령 사이의 거리가 좀 더 가까운 것을 뜻한다. 앞선 그림 5.15와 그림 5.18의 예시들에서, 양쪽 컨버터가 중심 벡터를 공유하게 되면, 그림 5.20과 그림 5.21에 나타낸 것처럼 PWM 전압이 심하게 왜곡되는 문제를 해결할 수 있다.

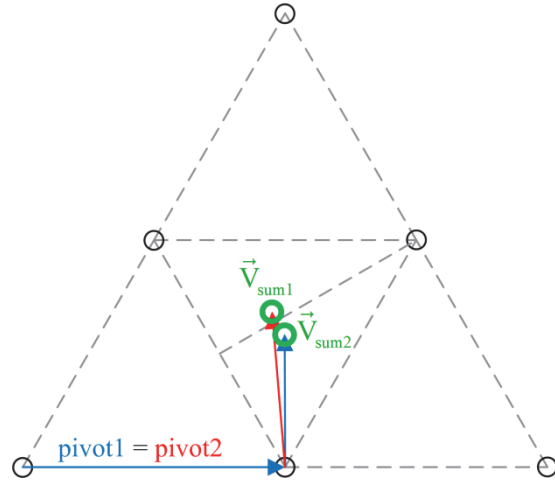


그림 5.20 중심 벡터 공유 시 $2T_{\text{pivot}}$ 동안의 합 전압 출력 - 예시 1.

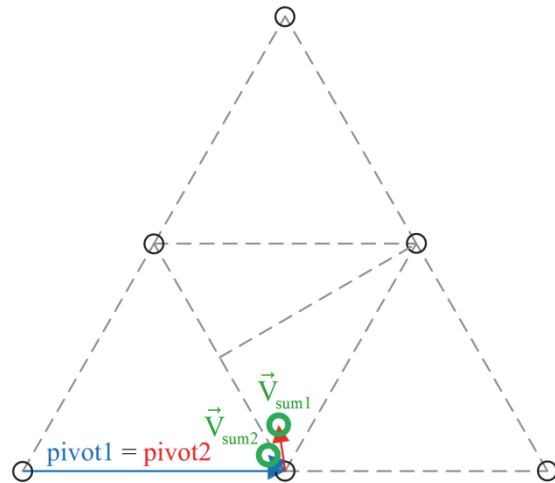


그림 5.21 중심 벡터 공유 시 $2T_{\text{pivot}}$ 동안의 합 전압 출력 - 예시 2.

그림 5.20과 같은 예시는 한쪽의 중심 벡터가 어느 한 유효벡터에서 다른 유효벡터로 바뀌는 경우로, 5.2.3절에서 서술한 원리 그대로 3상 지령을 구하면 된다. 그림 5.21의 경우는 조금 특이한 경우로, 한쪽의 중심 벡터가 영벡터에서 유효벡터로 바뀌어야 한다. 하지만 이 경우도 결과적으로 5.2.3절과 동일한

원리에 따라 3상 지령을 산출하면 된다. 그림 5.18의 예시에 맞추어, (5.5)로부터 영벡터가 아닌 SOV를 중심 벡터로 정하기 위해, 다음과 같은 수식을 유도할 수 있다.

$$\vec{V}^* = \frac{1}{2T_{\text{pivot}}} \{ \vec{V}_{\text{sov}} \cdot (V_{\text{maxs}} + \textcolor{red}{V_{\text{dc}}} - \textcolor{red}{V_{\text{dc}}} - V_{\text{meds}}) + \vec{V}_{\text{szv}} \cdot (V_{\text{meds}} + \textcolor{red}{0} - \textcolor{red}{0} - V_{\text{mins}}) \} \frac{T_{\text{pivot}}}{V_{\text{dc}}} \quad (5.23)$$

수식 (5.23)은 (5.11)과 정확히 같은 변형에서부터 출발한다. 하지만 여기서는 $V_{\text{maxs}} - V_{\text{mins}}$ 가 V_{dc} 보다 작으므로, $V_{\text{maxs}} - V_{\text{dc}}$ 는 V_{mins} 보다도 작아지게 된다. 수식 (5.23)에 대하여 (5.24)와 같은 추가적인 변형이 가능하다.

$$\begin{aligned} \vec{V}^* = \frac{1}{2T_{\text{pivot}}} \{ & \vec{V}_{\text{sov}} \cdot V_{\text{dc}} + \vec{V}_{\text{szv}} \cdot 0 \\ & \vec{V}_{\text{sov}} \cdot (V_{\text{maxs}} - V_{\text{dc}} - V_{\text{meds}} + \textcolor{red}{V_{\text{meds}}} - \textcolor{red}{V_{\text{mins}}}) + (\vec{V}_{\text{szv}} - \vec{V}_{\text{sov}}) \cdot (V_{\text{meds}} - V_{\text{mins}}) \} \frac{T_{\text{pivot}}}{V_{\text{dc}}} \end{aligned} \quad (5.24)$$

수식 (5.24)를 다시 정리하면 (5.25)와 같다.

$$\begin{aligned} \vec{V}^* = \frac{1}{2T_{\text{pivot}}} \{ & \vec{V}_{\text{sov}} \cdot V_{\text{dc}} + \vec{V}_{\text{szv}} \cdot 0 \\ & + (\vec{V}_{\text{szv}} - \vec{V}_{\text{sov}}) \cdot (V_{\text{meds}} - V_{\text{mins}}) + (-\vec{V}_{\text{sov}}) \cdot (V_{\text{mins}} - V_{\text{maxs}} + V_{\text{dc}}) \} \cdot \frac{T_{\text{pivot}}}{V_{\text{dc}}} \end{aligned} \quad (5.25)$$

앞서 논의한 바와 같이 SZV와 SOV의 차이는 새로운 SOV를 의미하고, (5.25)에서 $-\vec{V}_{\text{so}}$ 는 SOV와 180도 위상 차이를 보이는 새로운 SZV를 의미한다. 따라서 이런 경우 합 전압 지령을 둘러싸는 구간에서는, (5.5)에서 처음 V_{maxs} , V_{meds} , V_{mins} 로부터 얻을 수 있는 SOV 및 SZV와는 모두 다른 SOV 및 SZV의 조합으로 전압을 합성하게 된다. 예컨대, 그림 5.8에서 원래의 3상 지령은 A상이 최댓값, B상이 중간값, C상이 최솟값이어서 S1에 해당되었다면, A상만 V_{dc} 만큼 해당하는 감소가 일어나 최솟값이 되고, 새로운 SOV와 SZV는 원래의 섹터에

서 120도 돌아간 S3의 경계를 이루는 벡터들이 된다.

전압 합성에 사용되는 벡터가 공간 상에서 바뀌는 과정은 복잡해 보일 수 있지만, 3상 전압 지령에 대한 변화를 살펴보면 크게 어렵지 않은 것을 알 수 있다. 예를 들어, V_{maxs} , V_{meds} , V_{mins} 에 해당되는 상이 순서대로 a, b, c였다면, 중심 벡터가 영벡터 대신 유효벡터가 사용되는 변화를 주더라도, 둘러싸는 구간에서는 (5.26)처럼 (5.17)과 동일한 처리 과정을 거친다.

$$\begin{cases} V_{a2} = V_{maxs} - V_{dc} + V_{zs} \\ V_{b2} = V_{meds} + V_{zs} \\ V_{c2} = V_{mins} + V_{zs} \end{cases} \quad (5.26)$$

앞서 다룬 그림 5.21은 컨버터 간 전압 지령이 차이를 보이면서 그 지령들이 SOV에 가까운 경우이다. 이런 상황이 SZV 가까워서 일어나는 경우는, 앞서 다룬 것과 마찬가지로 (5.22)처럼 V_{mins} 에 해당되는 상의 값만 V_{dc} 만큼 증가시켜 주고 영상분 전압을 잘 활용하면, 마찬가지로 쉽게 구현할 수 있다.

따라서 제안된 PWM 방법의 순차적인 단계를 설명하면, 첫째로 컨버터마다 3상 지령의 크기에 따라 V_{maxs} , V_{meds} , V_{mins} 를 정하고, 둘째로는 중심 벡터를 공통으로 정한 후에, 셋째로 둘러싸는 벡터들에 대한 영상분 전압을 결정하는 단계를 거쳐 구현이 가능하다.

5.3 실험 결과

5.3.1 실험 목적

5.1절에서 밝힌 바와 같이, 제안된 PWM 최적화의 목적은 DDSW에 의해 합

쳐지는 자속의 고조파 특성 향상에 있다. 먼저, 변압기의 경우는 제안된 PWM 방법에 의해 계통에 공급되는 전류의 고조파 특성이 향상되는지 검토해야 한다. 스위칭 주파수를 높여 고조파 특성을 좋게 하는 것은 컨버터의 효율을 감소시킬 수 있으므로, 기존의 PWM 방식과 등가적으로 비슷한 스위칭 주파수를 유지하면서도 고조파 특성을 향상시킬 수 있는지 검토해야 한다. 반도체 소자의 특성을 반영한 컴퓨터 모의 실험을 통해, 제안된 PWM 방법과 기존 PWM 방법을 반도체 손실 측면에서 비교 분석한다. 또한, 유도기의 경우 제안된 PWM 방법의 효과를 확인하기 위해 회전자 전류의 고조파 특성을 확인해야 하지만, 이것은 현실적으로 측정이 불가능하므로 컴퓨터 모의 실험을 추가하여 실제 실험 결과를 뒷받침하도록 한다.

5.3.2 변압기 실험 결과 검토

제안된 PWM 방법의 변압기 실험은 그림 2.9의 변압기를 이용하여 진행하였다. 기존의 PWM 방법은 2.5 kHz의 주기를 갖는 양쪽 컨버터의 삼각파를 180도 위상 차이가 나도록 하여 각 3상 지령에 대해 SVPWM[50]을 적용하는 것이다. 그림 5.9와 그림 5.11에 설명된 바와 같이, 제안된 PWM 방법은 기존의 PWM 방법보다 2배 빠른 5 kHz의 주기를 갖는 삼각파를 이용하여 PWM을 구현한다. 비교하고자 하는 두 방법이 PWM에 사용하는 삼각파의 주기는 다르지만, 전류 제어를 위한 샘플링은 5 kHz로 같았고 등가적인 스위칭 주파수는 2.5 kHz였다. 제안된 PWM 방법은 구현의 편의를 위해 5.2.4절에서 언급한 “VT-DC, VT-DC, VT-UC, VT-UC”에 따른 방법을 선택하여, 삼각파의 골에서만 중심 벡터를 출력하는 구간과 둘러싸는 벡터를 출력하는 구간이 서로 전환되

도록 하였다.

실험에 사용된 변압기에 대해서, 기존의 PWM 방법을 사용할 때 제안된 회로 방식(DDSW)의 적용 효과는 그림 2.12와 그림 2.13을 통해 확인하였다. 본 절에서 검토하는 이후의 실험 결과들은 제안된 결선 방식을 기본적으로 적용한 상황에서 얻은 것으로, 기존 PWM 방법에 대한 제안된 PWM 방법의 효과는 제안된 회로 방식이 동일하게 적용된 조건에서 비교하게 된다.

먼저, 직류단 전압은 260 V이고 정격 전력을 계통에 공급할 때, 기존 권선 연결 방식 및 기존의 PWM 방법에 의한 컨버터 전류(i_a) 및 계통 전류(i_{ag})의 파형은 그림 5.22에 나타나 있다. 이 운전 조건에서 컨버터의 MI는 0.67로, BESS에서 배터리가 완전 충전되어 직류단 전압이 상대적으로 높은 경우를 보여주는 상황이다. 컨버터 전류는 22.2 A 기본파 성분에 대해 THD는 13.4 %, 계통 전류는 43.7 A 기본파 성분에 대해 THD는 13.4 %였다.

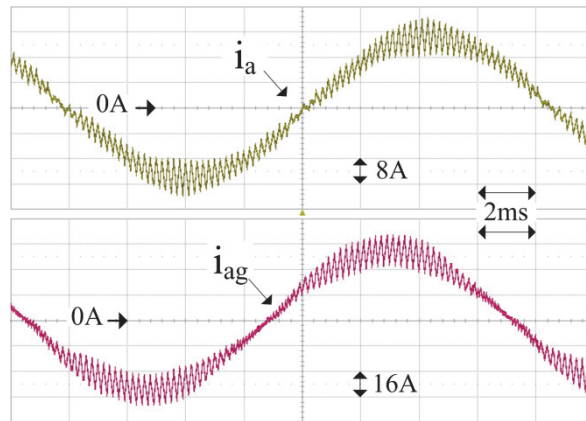


그림 5.22 변압기 응용에서 컨버터 전류 및 계통 전류 1-1:

제안된 연결 방식 + 기존 PWM 방법 (직류단 260 V).

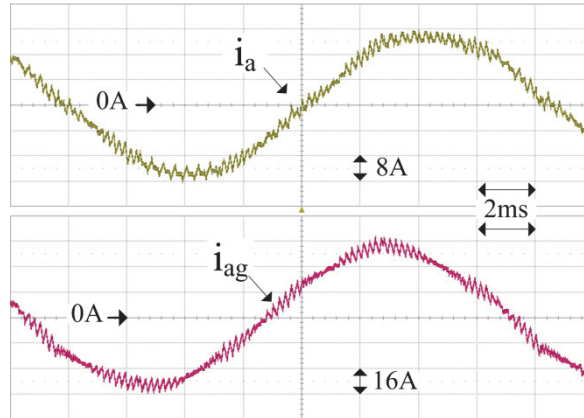


그림 5.23 변압기 응용에서 컨버터 전류 및 계통 전류 1-2:

제안된 연결 방식 + 제안된 PWM 방법 (직류단 260 V).

마찬가지로 직류단 전압은 260 V이고 정격 전력을 계통에 공급할 때, 제안된 PWM 방법에 의한 전류 파형은 그림 5.23과 같다. 이 때 컨버터의 MI는 0.67으로 그림 5.22의 조건과 동일하였고, 컨버터 전류는 21.8 A 기본파 성분에 대해 THD는 8.3 %, 계통 전류는 43 A 기본파 성분에 대해 THD는 7.6 %였다. 단순한 그림 상의 맥동 비교에서도 뚜렷이 나타나듯이, 제안된 PWM 방법에 의해 컨버터 전류와 계통 전류의 THD 모두에서 각각 37.8 %와 43.1 %씩 감소가 나타난 것을 알 수 있다.

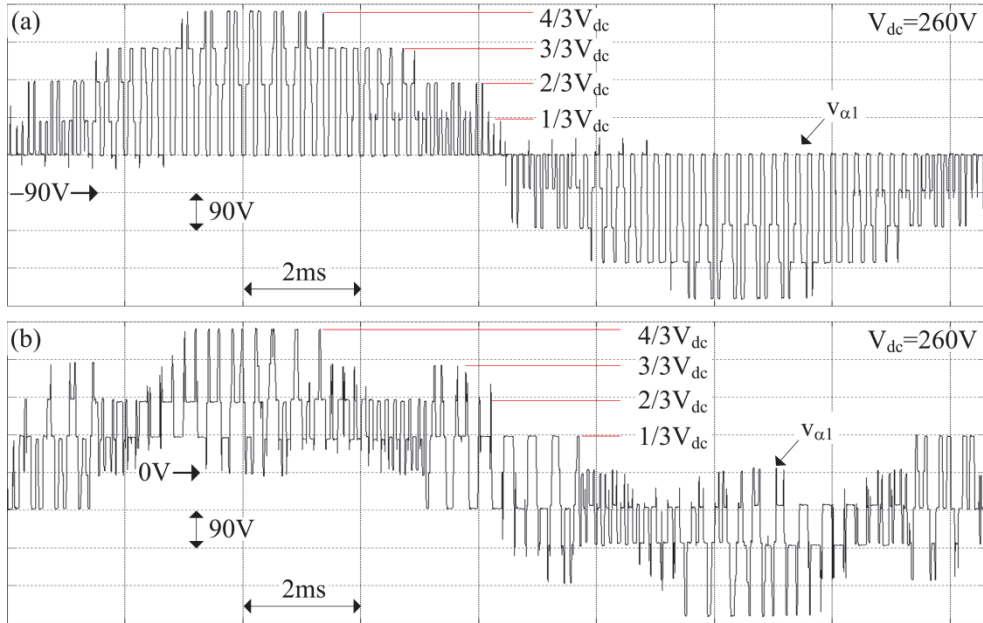


그림 5.24 직류단 전압이 260 V일 때 변압기 권선 전압:

(a) 기존 PWM 방법, (b) 제안된 PWM 방법.

그림 5.24는 그림 5.22와 그림 5.23의 전류가 출력될 때 변압기에 인가되는 전압을 나타내고 있다. 기존의 PWM 방법에 의해서는 167.7 V 기본파 전압에 THD는 85.5 %였고, 제안된 PWM 방법에 의해서는 그와 비슷한 165.7 V 기본파 전압에서 THD는 70.6 %로 기존 방법 대비 17.4 % 감소하였다. 제안된 방법에 의해 전압 출력의 고조파 특성이 향상되어 출력 전류에서 PWM 고조파 맥동이 감소한 것을 알 수 있다.

수식 (2.4)에서 언급하였듯이, 양쪽 컨버터의 직류단 전압이 V_{dc} 로 일정하면 DDSW의 권선에는 $1/3V_{dc}$ 레벨 간격으로 $4/3V_{dc}$ 레벨까지 전압이 인가된다. 그림 5.24에는 전압 레벨마다 표시가 되어 있는데, 기존 PWM 방법은 그림

5.24(a)에서 T_{samp} 구간마다 영벡터가 삽입되어 전반적으로 계단 변화하는 전압의 크기(dv/dt)가 대체로 큰 것을 알 수 있다. 이에 반해 제안된 PWM 방법은 그림 5.24(b)에 나타나듯이 권선 전압에 인가할 수 있는 전압 레벨을 적절히 활용하여 전압의 계단 변화량을 전반적으로 감소시킨다. 대용량 시스템에서는 시스템의 사이즈가 커지면서 표류 캐패시턴스(stray capacitance) 성분도 증가하게 되는데, 제안된 PWM 방법은 dv/dt 를 줄여 표류 캐패시턴스를 통해 누설되는 전류를 대폭 감소시킬 수 있다.

5.2절에서 언급하였듯이, 제안된 PWM 방법은 그림 5.10에서 영역에 따라 전압 지령을 처리하는 방법이 약간씩 다르다. 그리고 변조지수 MI가 변화하게 되면, 운전 주파수 한 주기 동안 각 영역에 속하는 비중이 변화하게 된다. 따라서 MI를 변화시켜가며 PWM 특성을 관찰할 필요가 있다. 그림 5.25와 그림 5.26은 직류단 전압이 190 V이면서 정격 전류를 출력할 때, 각 방법에 따른 컨버터 전류 및 계통 전류를 나타내고 있다. 이러한 직류단 전압에서는 변조지수 MI가 0.91 정도였다. BESS 응용에서는 배터리가 거의 방전된 상황을 모의하는 셈이다.

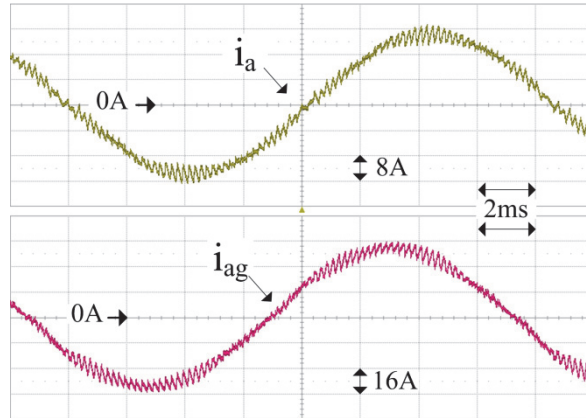


그림 5.25 변압기 응용에서 컨버터 전류 및 계통 전류 2-1:

제안된 연결 방식 + 기존 PWM 방법 (직류단 190 V).

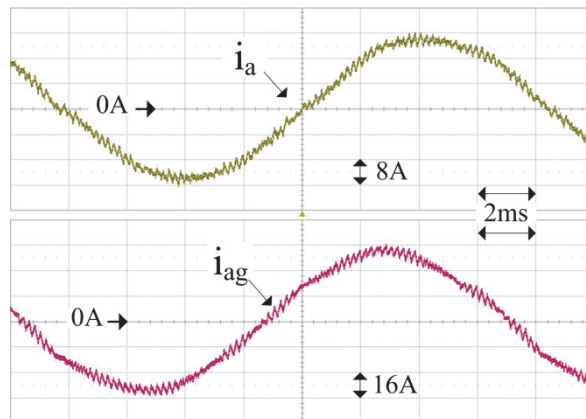


그림 5.26 변압기 응용에서 컨버터 전류 및 계통 전류 2-2:

제안된 연결 방식 + 제안된 PWM 방법 (직류단 190 V).

컨버터 전류는 기본과 성분에서 기존의 PWM 방법일 때 22.1 A이고 제안된 PWM 방법은 22.1 A로 동일하였는데, 이 때 THD는 기존 PWM 방법의 7.1 %에 비해 제안된 PWM 방법은 13.1 % 감소한 6.2 %를 보였다. 계통 전류에서도 기존 PWM 방법과 제안된 PWM 방법은 기본과 성분에서 43.5 A로 동일하였지

만, THD는 6.8 %에서 5.8 %로 제안된 방법에 의해 13.9 %의 감소를 보였다.

그림 5.22와 그림 5.23에서 제안된 PWM 방법이 전류 출력에서 보인 40% 가량의 THD 저감 효과가, 그림 5.25와 그림 5.26에서는 13% 가량으로 감소한 것을 알 수 있다. 이것은 MI가 높아지면서 제안된 PWM 방법의 성능이 떨어진 것을 의미하기보다, 기존의 PWM 방법에서 MI가 높아지면서 영벡터의 비중이 줄어들어 PWM 특성이 상대적으로 향상되었기 때문으로 해석할 수 있다. 즉, 제안된 PWM 방법에서는 직류단 전압 변화 비율에 해당하는 0.73 (190 V/260 V)만큼, 직류단 전압 변화에 의해 컨버터 전류와 계통 전류 각각의 THD가 73.9 %와 76.6 % 수준으로 낮아졌다. 이에 반해 기존의 PWM 방법은 직류단 전압 변화에 따라 컨버터 전류와 계통 전류 각각의 THD가 52.9 %와 50.6 % 수준으로 낮아져 PWM 특성 자체가 향상된 것을 알 수 있다. 제안된 PWM 방법은 기존의 PWM 방법에 비해 PWM 고조파 특성이 우월하면서 MI 변화에도 고조파 특성이 고른 것을 알 수 있다.

그림 5.27은 그림 5.25와 그림 5.26의 전류가 출력될 때 변압기에 인가되는 권선 전압을 나타내고 있다. 기본과 전압에 있어서는 기존 PWM 방법과 제안된 PWM 방법이 각각 166.6 V와 166.9 V로 그림 5.24에 비해 크게 변한 것은 없지만, 각각의 THD는 53.1 %와 46.6 %로 제안된 PWM 방법이 기존 PWM 방법에 비해 12.3 % 낮은 THD를 보였다. 그림 5.24에 비해 권선 전압의 PWM 방법 간 고조파 특성 차이가 덜한 것을 알 수 있다. 또한, 그림 5.27에도 나타나듯이, MI 변화에도 제안된 PWM 방법은 기존 PWM 방법에 비해 dv/dt 측면에서 전반적으로 우수한 성능을 보였다.

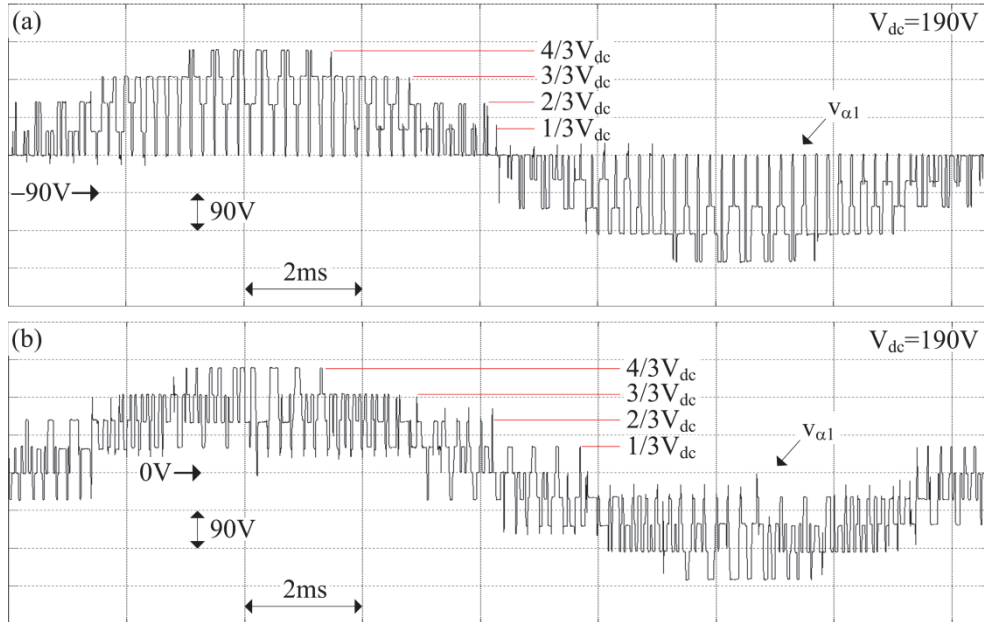


그림 5.27 직류단 전압이 190 V일 때 변압기 권선 전압:

(a) 기존 PWM 방법, (b) 제안된 PWM 방법.

제안된 PWM 방법은 두 번의 샘플링 주기($2T_{\text{samp}}$)동안 3상에서 총 여섯 번 이하의 스위칭 함수 변화가 나타나도록 설계되었다. 스위칭 주파수의 증가는 전력 반도체 손실의 증가를 의미하므로, 동일한 손실 수준을 유지하면서도 그림 5.22~그림 5.27에 나타난 PWM 고조파 특성의 향상이 가능한지 검토해야 한다. 본 논문에서는 이를 위해 반도체 소자의 특성을 반영한 컴퓨터 모의 실험을 진행하였다.

컴퓨터 모의 실험을 위해 가정한 시스템은 2 MW BESS로, 22,900/440V 변압기는 3권선 변압기로 6% 누설 인덕턴스를 갖는 것으로 가정하였다. 440 V 계통에 연결하여 사용 가능한 배터리의 직류 전압 범위는 680 V ~990 V를 가정

하여, 컨버터 직류단 전압이 800 V일 때를 기준으로 컴퓨터 모의 실험을 진행하였다. 또한, 손실 분석을 위해 스위칭 소자를 선정해야 하는데, 직류단 최대 전압이 거의 1000 V로 표류 인덕턴스에 의한 전압 스트레스를 고려하여 1700 V 정격의 스위칭 소자를 선정하였다. 효율 및 컨버터 직류단의 레이아웃(layout)을 고려할 때, 하나의 스위치 모듈(module) 안에 레그 형태로 IGBT 2개가 내장된 Infineon Technologies AG의 FF1400R17IP4 소자를 두 개씩 병렬하여 한 상의 레그를 구성하였다. 스위치의 온/오프 저항은 $2\ \Omega$ 을 가정하였고, IGBT의 접합 온도(junction temperature)는 섭씨 120도를 가정하였다. 전류 제어를 위한 샘플링은 6 kHz로 기존의 PWM 방법과 제안된 PWM 방법이 동일하였고, 삼각파 주파수는 기존의 PWM 방법이 3 kHz고 제안된 PWM 방법은 6 kHz였다.

그림 5.28은 2 MW BESS 시스템에서 유효 전력을 정격으로 출력할 때의 모의 실험 결과이다. DDSW에 참여하는 한 컨버터의 전류(i_a , i_b , i_c)는 주파수 분석 결과 기본파 성분이 1856.5 A이고 THD는 11.3 %였는데, 맥동 전류로 인해 최대 전류치의 절대값은 약 2160 A로 매우 큰 것을 알 수 있다. 계통 전류의 기본파 성분은 71.3 A로 22,900V 계통에 2 MW 전력을 공급하였고 THD는 8.5 %였다. 기존의 PWM 방법으로 계통 전류의 고조파 특성을 향상시키기 위해서는 스위칭 주파수를 높이거나 변압기 누설 인덕턴스를 높이는 것에 더해 그림 2.16과 같은 변압기의 추가적인 병렬을 통한 인터리빙이 필수적일 것으로 예상된다.

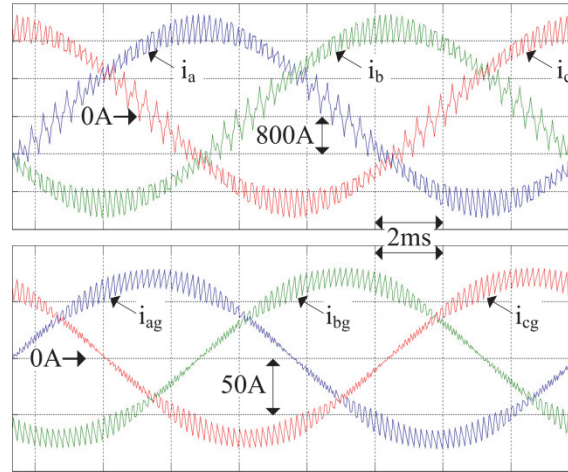


그림 5.28 기존 PWM 방법에 의한 출력 전류: 컴퓨터 모의 실험.

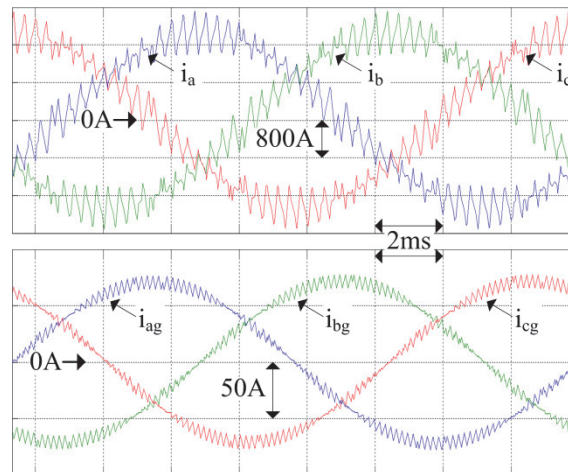


그림 5.29 제안된 PWM 방법에 의한 출력 전류 1: 컴퓨터 모의 실험.

그림 5.29는 제안된 PWM 방법을 적용하였을 때 모의 실험 결과를 나타낸다. 제안된 PWM 방법은 그림 5.10의 각 영역에서 둘러싸는 벡터를 출력하는 옵션에 따라 다시 여러 방법이 존재하는데, 그림 5.29의 파형은 그림 5.10의 SS2~SS5 영역에서 각각 PT-UC, PT-DC, VT-UC, VT-DC 옵션을 선택하여 최소

스위칭 횟수로 구현하는 방법에 의한 결과이다. 컨버터 전류 및 계통 전류는 기본과 성분에서 1858.8 A와 71.4 A로 그림 5.28과 거의 비슷하였고, 각각의 THD는 14.6 %와 5.2 %였다. 계통 연계 규정에서 중요한 계통 전류의 THD는 제안된 PWM 방법에 의해 38.9% 감소하였는데, 컨버터 전류의 THD는 모의 실험에서 제안된 PWM 방법이 기존의 PWM 방법에 대해 28.9 % 증가한 것으로 나타난다. 이러한 모의 실험 결과는 그림 5.22~그림 5.27의 실제 실험 결과에서 제안된 PWM 방법에 의해 컨버터 및 계통 전류의 고조파 특성 모두 향상된 사실과 일치하지 않는다. 모의 실험에서는 구현 상의 제약으로 단상 다권선 변압기가 사용되었고 누설 자속에 관한 복잡한 모델링을 전부 반영하지 못하는 한계가 있음을 감안해야 한다.

그림 5.30은 그림 5.22~그림 5.27의 실제 실험 결과들과 마찬가지로, SS2~SS5 영역에서 각각 VT-DC, VT-DC, VT-UC, VT-UC 옵션을 선택하여 구현을 간단하게 할 때의 제안된 PWM 방법에 의한 전류를 나타내고 있다. 이 경우 구현이 간단해지는 대신 두 번의 샘플링 주기($2T_{\text{samp}}$)동안 3상에서 총 여섯 번의 스위칭 함수 변화가 나타나 기존의 PWM 방법과 비슷한 스위칭 손실을 보일 것으로 예상된다. 컨버터 전류와 계통 전류의 기본과 성분은 각각 1856.3 A와 71.3 A였고, THD는 13.6 %와 5.3 %였다. 그림 5.29의 스위칭 횟수를 최소화 하는 방법과 비교할 때, 고조파 출력 특성에서는 큰 차이가 나지 않음을 알 수 있다.

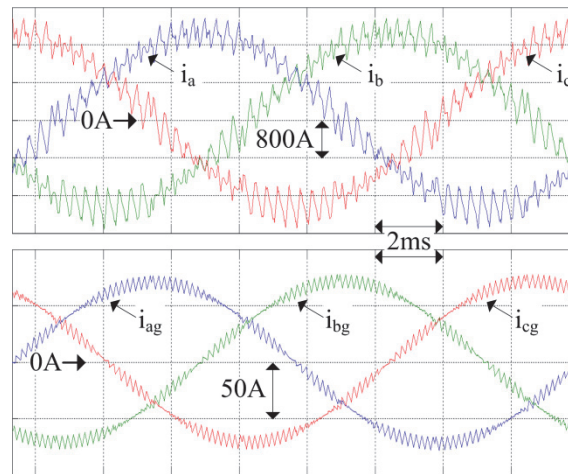


그림 5.30 제안된 PWM 방법에 의한 출력 전류 2: 컴퓨터 모의 실험.

표 5.6 PWM 방법에 따른 반도체 소자 손실 비교.

	스위칭 손실[W]		도통 손실[W]		레그 당 손실[kW]	총 손실 [kW]	효율 [%]
	위	아래	위	아래			
기존의 PWM	1197.5	1198.0	446.9	446.5	3.29	39.5	98.06
제안된 PWM 1	739.7	739.1	449.8	449.3	2.38	28.5	98.59
제안된 PWM 2	1355.1	904.5	445.8	447.6	3.15	37.8	98.14

표 5.6은 모의 실험에서 PWM 방법을 달리할 때 전력용 반도체 소자로 인해 컨버터에서 발생하는 손실을 나타내고 있다. 모의 실험에서는 실험과 달리 컨버터 측 맥동 전류가 제안된 PWM 방법에 의해 증가하는 양상이 나타났지만, 그러한 조건 아래에서도 제안된 PWM 방법들은 기존의 PWM 방법에서 발생하는 손실 이하의 반도체 손실을 기록하였다. 표 5.6의 제안된 PWM 방법 2는 그림 5.30의 결과에 대응되는 방법으로 애초에 의도한 바와 같이 한 레그에서 발생하는 스위칭 손실이 기존의 PWM 방법과 유사하게 유지되는 것을

알 수 있다. 다만, 이 경우 한 레그에서 위아래 스위치 간 스위칭 손실 불균형이 발생하므로, 실제 구현에서는 스위칭 소자의 방열 설계에서 이 부분을 고려해야 한다. 표 5.6의 제안된 PWM 방법 1은 그림 5.29의 결과에 대응되는 방법으로, 기존의 PWM 방법에 대해 반도체 손실은 27.7% 감소시키면서 계통 전류의 THD도 38.9 % 감소시킬 수 있다. 즉, 제안된 PWM 방법은 스위칭 손실을 최소화 시키면서 출력 전류의 PWM 고조파 특성도 향상시킬 수 있음을 실제 실험 및 컴퓨터 모의 실험을 통해 검증하였다.

5.3.3 유도기 실험 결과 검토

제안된 PWM 방법의 유도기 실험은 4장의 실험 장비를 이용하여 진행되었다. 변압기 실험과 마찬가지로 제안된 회로 방식(DDSW)이 기본적으로 유도기 권선에 적용된 조건에서 PWM 방법 간의 차이를 검토한다. 유도기는 변압기와 달리 개루프 제어를 통해 PWM 방법 변경 시 출력 전압 및 전류의 특성을 파악하기 용이하다. 본 절에서 검토하는 유도기에 대한 실험 결과는 유도기의 회전 자속을 일정하게 유지하면서 속도를 증가시키는 V/f 개루프 제어 시 PWM 방법을 바꾸어 가며 얻은 결과이다. 양쪽 컨버터의 직류단 전압은 315 V로 설정하였고, V/f 정격은 179.6 V-60 Hz로 회전 마찰에 의한 토크를 제외하면 무부하 상태였다. 각 PWM 방법의 등가적인 스위칭 주파수는 1.25 kHz였다.

PWM 고조파 특성은 MI에 따라 변화하므로, 전압과 주파수를 각각 정격의 1/3씩 정격까지 변화시켜 MI 변화에 따른 컨버터 전류 및 권선 전압 변화를 관찰하였다. 우선 양쪽 컨버터의 A상 전류들(i_a , i_r)의 파형은 그림 5.31~그림 5.36에 나타나 있고, 결과적인 수치는 표 5.7과 표 5.8에 정리하였다. 정리된

결과에 따르면, 제안된 PWM 방법은 운전 주파수가 20 Hz, 40 Hz, 60 Hz로 변화할 때, 기존 PWM 방법에 대해 컨버터 전류의 기본파 성분은 거의 비슷하였고 THD에서 각각 41.2 %, 23 %, 12.4 %의 감소를 보였다. 앞 절에서 언급한 바와 같이 MI가 커지면서 기존의 PWM 방법은 영백터의 사용 감소로 자체적인 고조파 특성이 향상되지만, 그렇더라도 제안된 PWM 방법은 컨버터 전류의 고조파 특성에서 훨씬 우수한 것을 알 수 있다. 제안된 PWM 방법은 소프트웨어적인 변경만으로 컨버터 전류의 맥동을 저감할 수 있으므로, 반도체 소자의 손실이나 유도기의 동손 측면에서 기존의 PWM 방법보다 유리하다.

표 5.7 기존의 PWM 방법에 의한 컨버터 전류 특성.

운전 주파수[Hz]	i_a		MI_1 [V/V]	i_r		MI_2 [V/V]
	기본파[A]	THD[%]		기본파[A]	THD[%]	
20	12.7	12.9	0.33	12.1	13.8	0.329
40	12.9	14.7	0.66	12.4	15.7	0.657
60	13.1	9.7	0.987	12.4	10.5	0.984

표 5.8 제안된 PWM 방법에 의한 컨버터 전류 특성.

운전 주파수[Hz]	i_a		MI_1 [V/V]	i_r		MI_2 [V/V]
	기본파[A]	THD[%]		기본파[A]	THD[%]	
20	13.1	7.5	0.333	12.2	8.2	0.333
40	13	11.4	0.664	12.7	12	0.667
60	13.1	8.5	0.997	12.9	9.2	0.999

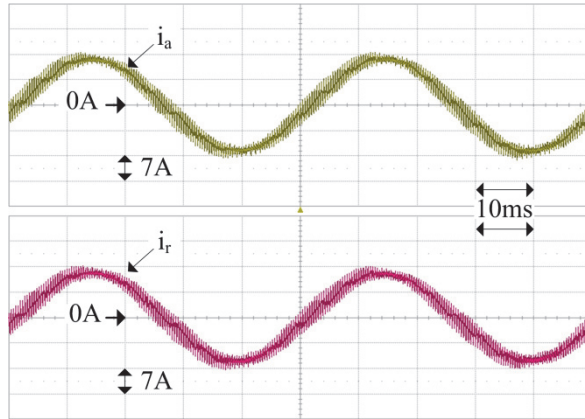


그림 5.31 기존 PWM 방법에 의한 컨버터 전류: 유도기 정격의 1/3 주파수.

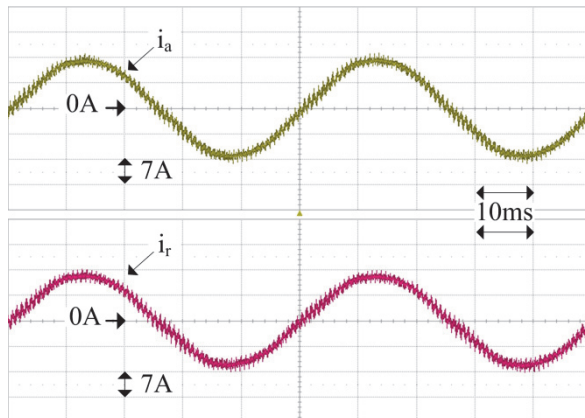


그림 5.32 제안된 PWM 방법에 의한 컨버터 전류: 유도기 정격의 1/3 주파수.

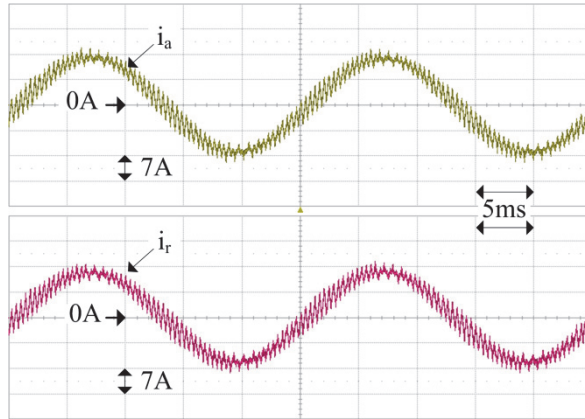


그림 5.33 기존 PWM 방법에 의한 컨버터 전류: 유도기 정격의 2/3 주파수.

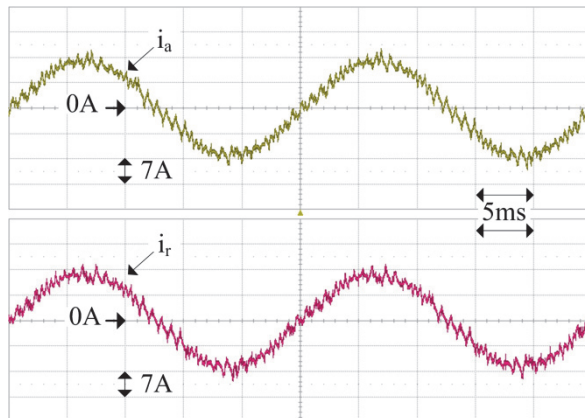


그림 5.34 제안된 PWM 방법에 의한 컨버터 전류: 유도기 정격의 2/3 주파수.

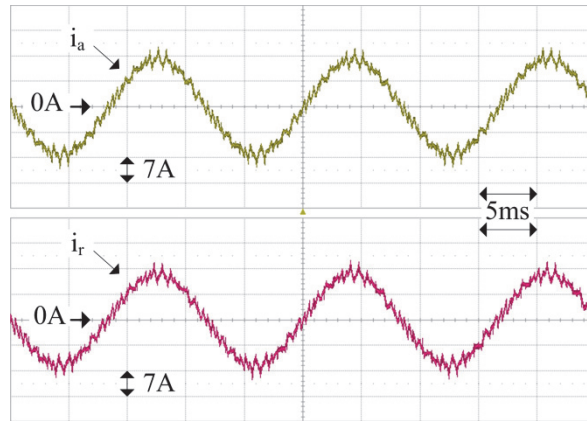


그림 5.35 기존 PWM 방법에 의한 컨버터 전류: 유도기 정격 주파수.

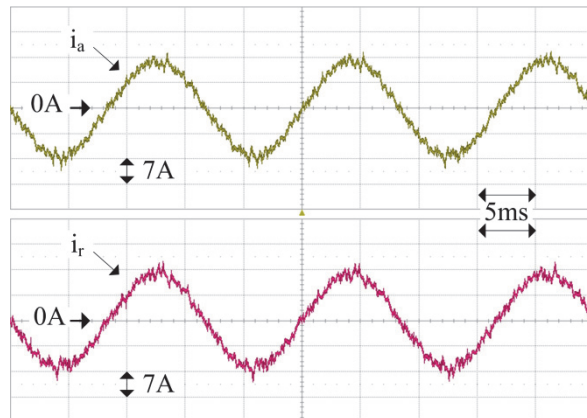


그림 5.36 제안된 PWM 방법에 의한 컨버터 전류: 유도기 정격 주파수.

그림 5.31~그림 5.36의 상황에서 유도기 권선에 인가되는 전압($v_{\alpha 1}$) 및 같은 위상을 갖는 권선들의 전압 합($v_{\alpha 1} + v_{\alpha 2}$)을 그림 5.37~그림 5.42에 나타내었고, 결과를 표 5.9와 5.10에 정리하였다. 정리된 결과에 따르면, 제안된 PWM 방법은 운전 주파수가 20 Hz, 40 Hz, 60 Hz로 변화할 때, 기존 PWM 방법에 대해 $v_{\alpha 1}$ 의 기본파 성분은 거의 비슷하였고 THD에서 각각 21.8 %, 18.9 %, 8.8 %의 감소를 보였다. 제안된 PWM 방법에 의해 권선 전압의 합은 THD에서 각각 39.4 %, 48.7 %, 17.9 %의 감소를 보여, 개별 권선 전압보다 고조파 특성 향상 효과가 더 크게 나타났다. 권선 전압의 합은 회전자 전류 및 자속에 영향을 미치므로, 제안된 PWM 방법은 회전자 동손 및 토크 맥동의 저감에 기여하였을 것으로 예상된다.

표 5.9 기존의 PWM 방법에 의한 권선 전압 특성.

운전 주파수[Hz]	$v_{\alpha 1}$		$v_{\alpha 1} + v_{\alpha 2}$		MI_1 [V/V]	MI_2 [V/V]
	기본파[V]	THD[%]	기본파[V]	THD[%]		
20	102.2	155.4	204.8	149.9	0.33	0.329
40	205.2	85.2	411.7	80	0.66	0.657
60	307.9	41	617.5	32.3	0.987	0.984

표 5.10 제안된 PWM 방법에 의한 권선 전압 특성.

운전 주파수[Hz]	$v_{\alpha 1}$		$v_{\alpha 1} + v_{\alpha 2}$		MI_1 [V/V]	MI_2 [V/V]
	기본파[V]	THD[%]	기본파[V]	THD[%]		
20	103.8	121.2	207.6	90.9	0.333	0.333
40	206.1	69	415.6	41	0.664	0.667
60	311.2	37.4	622.8	26.5	0.997	0.999

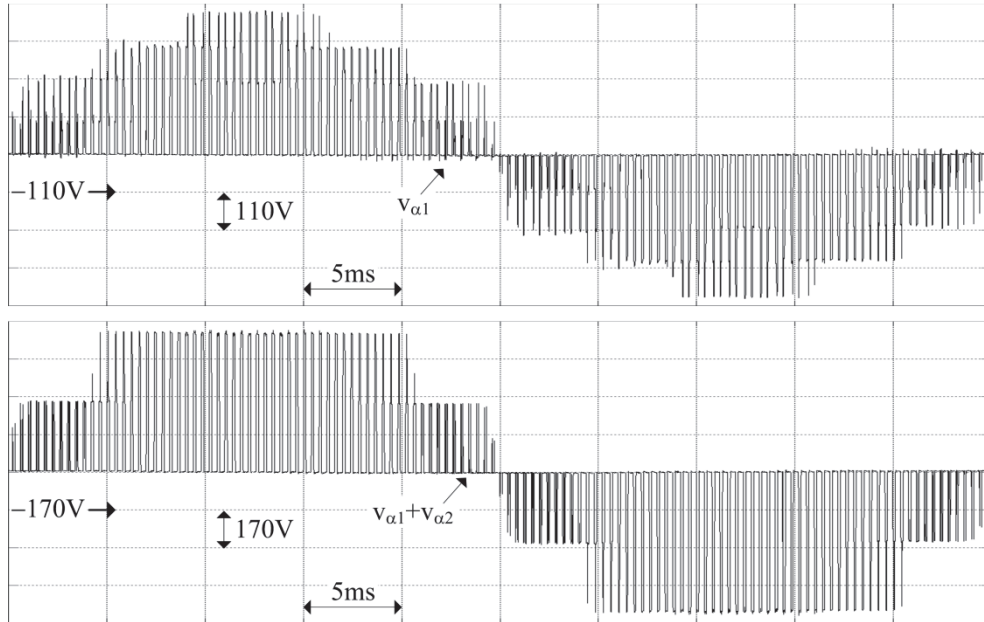


그림 5.37 기존 PWM 방법에 의한 권선 전압: 유도기 정격의 1/3 주파수.

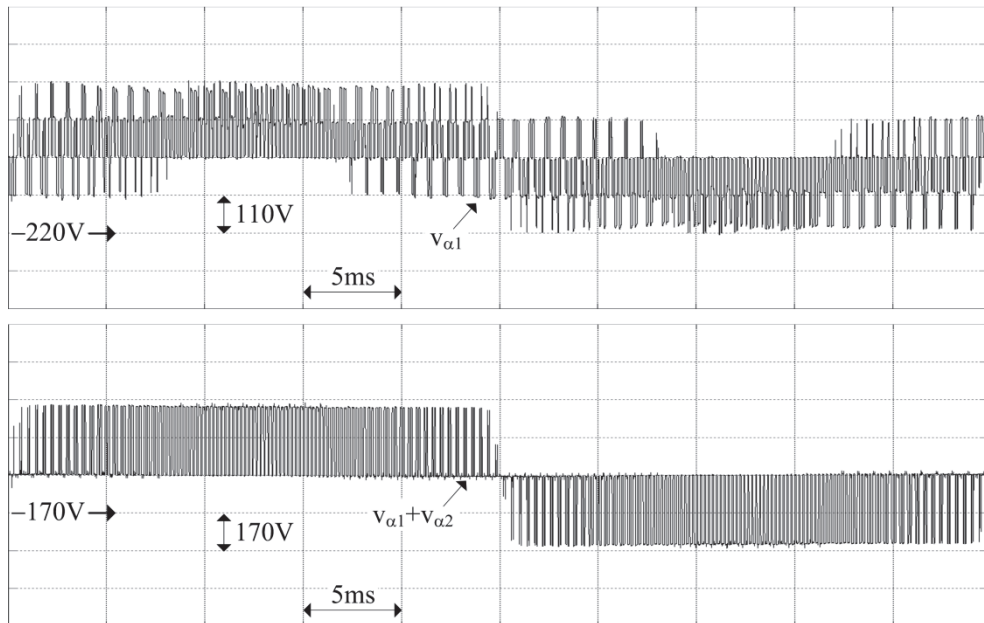


그림 5.38 제안된 PWM 방법에 의한 권선 전압: 유도기 정격의 1/3 주파수.

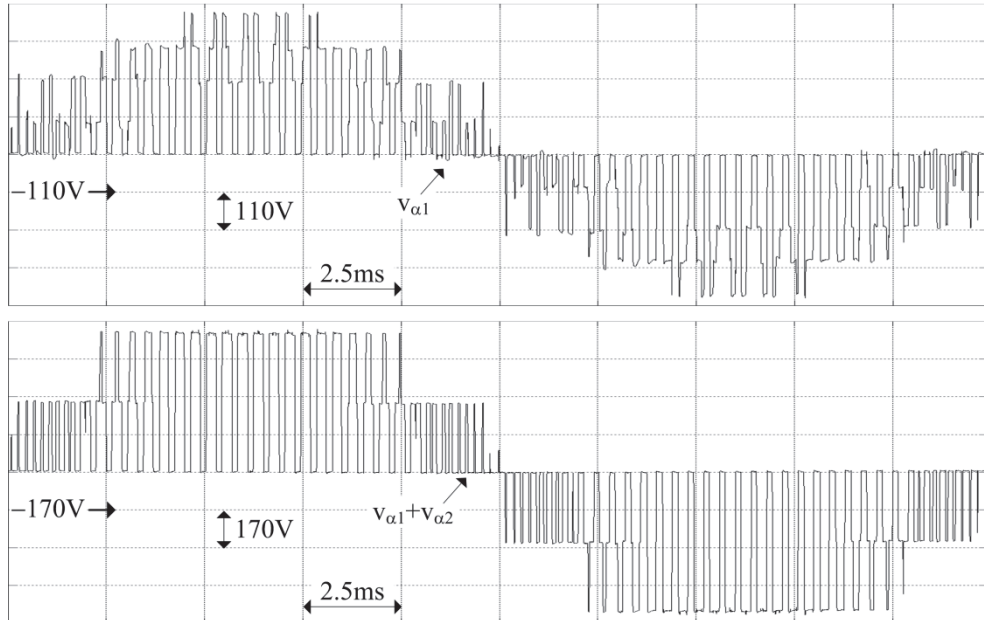


그림 5.39 기존 PWM 방법에 의한 권선 전압: 유도기 정격의 2/3 주파수.

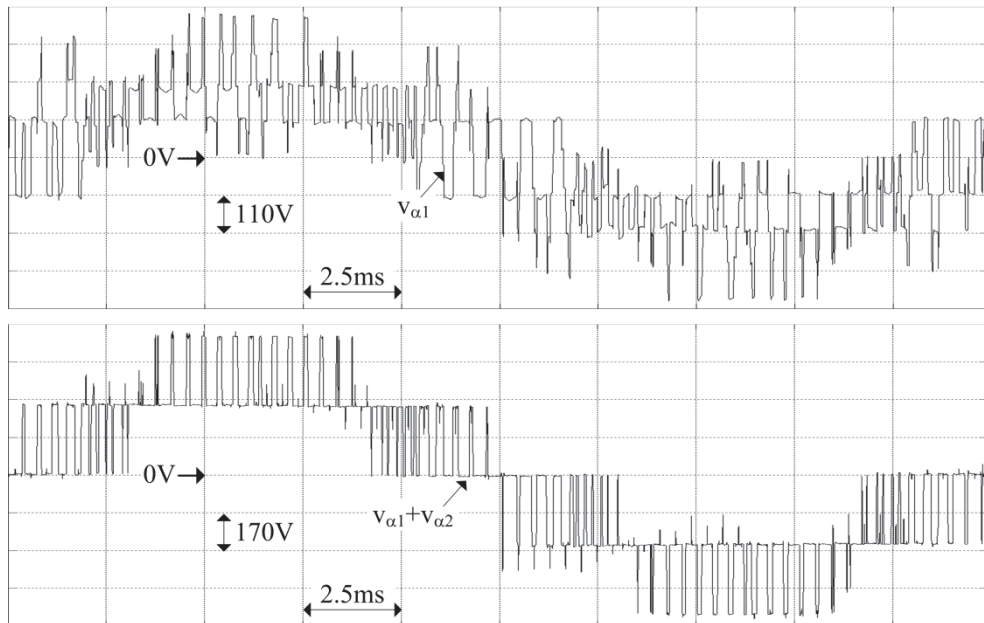


그림 5.40 제안된 PWM 방법에 의한 권선 전압: 유도기 정격의 2/3 주파수.

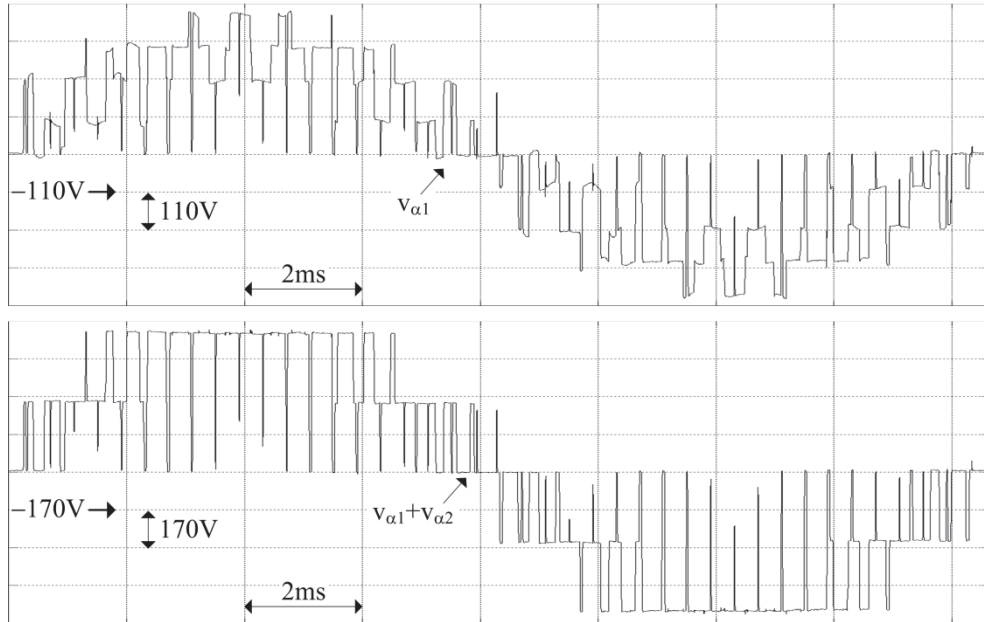


그림 5.41 기존 PWM 방법에 의한 권선 전압: 유도기 정격 주파수.

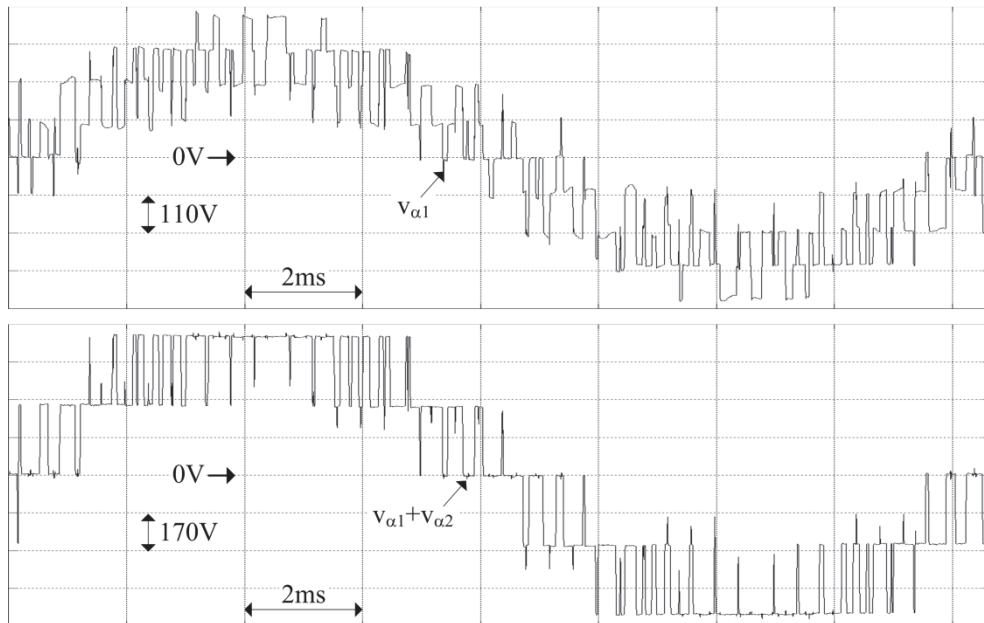


그림 5.42 제안된 PWM 방법에 의한 권선 전압: 유도기 정격 주파수.

그림 5.37~그림 5.42의 권선 전압을 보면, 제안된 PWM 방법은 기존의 PWM 방법에 비해 dv/dt 를 전반적으로 감소시킨 것을 알 수 있다. 특히, 기존의 PWM 방법은 그림 5.37에서 MI가 작더라도 권선 전압의 가장 큰 전위가 $4/3V_{dc}$ 인 반면에, 제안된 PWM 방법은 그림 5.38에서 MI가 0.5보다 작아지면 권선 전압의 가장 큰 전위가 $2/3V_{dc}$ 로 줄어든다. 제안된 PWM 방법이 제안된 회로 방식에서 단순히 삼각파를 이용하는 인터리빙 방식에 비해 전압 합성에 불필요한 전압을 덜 사용하여 전압 출력을 합성하는 것을 알 수 있다.

농형 유도기에서 제안된 PWM 방법이 회전자 전류에 미치는 영향을 직접 측정하는 것은 불가능하므로, 컴퓨터 모의 실험을 통해 제안된 PWM 방법이 회전자 전류에 미치는 영향을 살펴보았다. 참고 문헌[53]의 5MW 4극 유도 전동기에 대한 제정수를 이용하여 컴퓨터 모의 실험을 진행하였다. 모의 실험에 사용한 유도기는 본래 3300V 계통에 연결되는 것으로 가정하여 직류단 전압은 1555.6 V로 설정하였다. 기존 PWM 방법은 1 kHz 삼각파를 이용하고 제안된 PWM 방법은 2 kHz 삼각파를 사용하지만, 두 방법 모두 샘플링 주파수는 2 kHz이고 스위칭 주파수는 1 kHz로 동일하다. 정격 주파수인 1800 r/min에서 정격토크의 95 %가 인가되는 팬/펌프 부하를 모의하였다. 시스템의 관성은 용량 및 속도의 함수로서 $422.2 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 인 것으로 가정하였다[54].

그림 5.43과 그림 5.44는 정격 속도에서 동작할 때, 한 컨버터의 3상 전류(i_a , i_b , i_c) 및 회전자 전류(i_{ar} , i_{br} , i_{cr})를 나타내고 있다. 설정된 조건에서는 MI가 0.924 V/V였다. 컨버터 전류의 경우는 기존의 PWM 방법이 2015.7 A 기본파 전류에서 6.6 %의 THD를 보였고, 제안된 PWM 방법은 2012.8 A 기본파 전류에 6.2 %의 THD를 보였다. 회전자 전류는 기존의 PWM 방법이 2224.3 A 기본파

전류에서 5 %의 THD를 보였고, 제안된 PWM 방법은 2225 A 기본과 전류에 3.8 %의 THD를 보였다. 제안된 PWM 방법에 의해 컨버터 전류는 THD에서 5.8 % 감소에 그쳤지만, 회전자 전류는 THD에서 23.8 %의 감소를 보였다. 이러한 회전자 전류의 맥동 감소는 회전자 동손 및 토크 맥동 감소를 뜻한다.

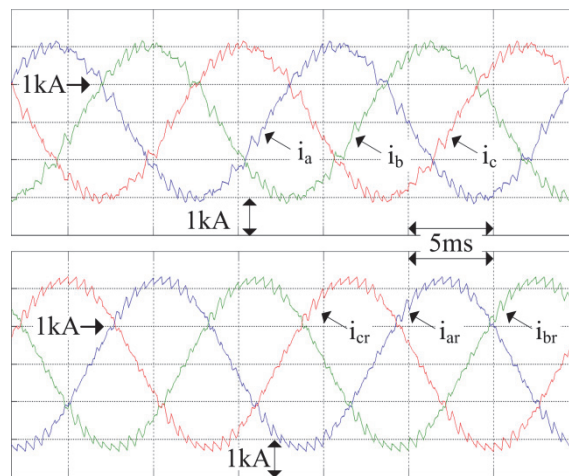


그림 5.43 5MW 유도기 모의 실험 시 전류 – 기존의 PWM 방법.

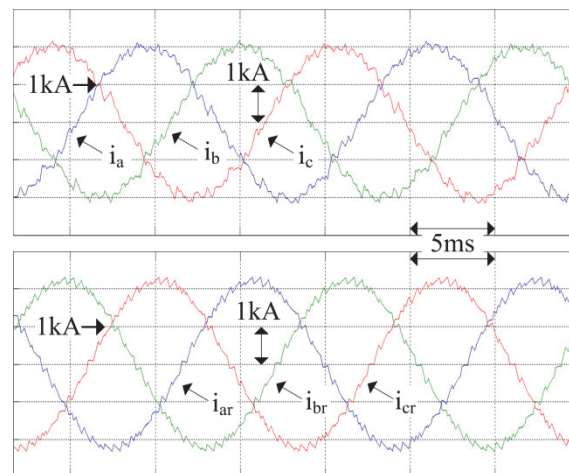


그림 5.44 5MW 유도기 모의 실험 시 전류 – 제안된 PWM 방법.

그림 5.45와 그림 5.46은 5 MW 유도기의 팬/펌프 부하 모의 실험에서 PWM 방법에 따른 토크 출력(T_e) 및 부하 토크(T_{load})를 나타내고 있다. 유도기의 속도 제어를 통해 정격까지 속도가 증가하는 상황이다. 그림에서 토크 출력이 굵게 보이는 이유는 토크 맥동이 포함되었기 때문으로, 기존의 PWM 방법에 비해 제안된 PWM 방법은 토크 맥동을 확연히 감소시킬 수 있다. 정격 운전 시 토크 맥동이, 기존 PWM 방법은 피크 투 피크(peak to peak)로 4490 N·m에 RMS는 945.7 N·m인데 반해, 제안된 PWM 방법은 피크 투 피크로 3411 N·m에 RMS는 593 N·m로 각각 24 %와 37 % 감소되었다. 변압기 응용에서 계통 전류의 THD가 감소하듯, 유도기 응용에서는 제안된 PWM 방법에 의해 토크 맥동을 대폭 감소시킬 수 있다.

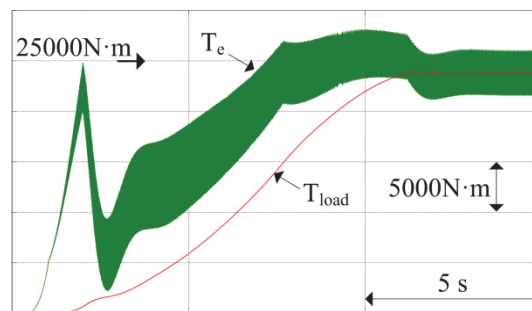


그림 5.45 5MW 유도기 모의 실험 시 토크 - 기존의 PWM 방법.

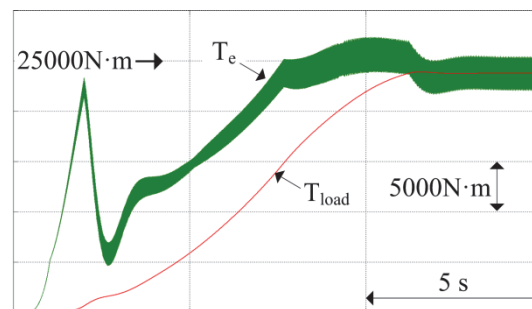


그림 5.46 5MW 유도기 모의 실험 시 토크 - 제안된 PWM 방법.

제 6 장 결론 및 향후 연구

6.1 결론

본 논문에서는 변압기/전동기의 권선을 이용해 2레벨 컨버터로 멀티레벨 운전이 가능한 회로 및 그 제어 방법에 대하여 제안하였다. 연구를 통해 다음의 결론을 도출하였다.

첫째, 제안된 회로에서 권선에 멀티 레벨 전압이 인가되는 원리를 수학적으로 설명하고 실험을 통해 확인하였다. 제안된 회로 방식에서는 양쪽 컨버터의 직류단 전압이 V_{dc} 로 같을 때 권선에 $+4/3V_{dc}$ 부터 $-4/3V_{dc}$ 까지 $V_{dc}/3$ 간격으로 9레벨의 멀티레벨 전압을 인가할 수 있다.

둘째, 제안된 회로를 변압기에 적용하여 유/무효 전력 제어 방법을 제안하여 실험적으로 검증하였다. 변압기 측정 권선을 이용한 d-q 동기 좌표계 제어를 통해 계통에 출력하는 전력의 크기 및 역률을 의도한 대로 조절할 수 있었다.

셋째, 제안된 회로를 유도기에 적용하여 토크 제어 및 속도 제어를 구현하였다. 제안된 회로가 적용된 유도기를 컨버터 전류를 기준으로 등가 모델링하였고, 실제 실험을 통해 제안된 모델의 토크 식이 물리적으로 유효함을 검증하였다. 또한, 컨버터 전류 간 간섭을 배제하기 위한 제어 방식을 새롭게 제안하여, 동일한 제정수 사용 시 114 % 더 넓은 전류 대역폭을 확보할 수 있었다.

넷째, 제안된 회로 방식을 변압기와 유도기에 적용 시, 각각의 경우에 대해

서 컨버터 1기만 동작할 때의 제어 방법을 제시하였다. 제안된 회로 방식은 컨버터 1기가 탈락하더라도 나머지 컨버터의 직류단 전압이 감당해야 하는 전압에는 변함이 없어 출력 가능한 전력을 절반으로 줄여서 지속적인 운전이 가능하다. 또한, 컨버터 1기가 탈락하더라도 권선 사이의 자체적인 인터리빙 효과로 인해 출력 전류 및 권선 전압에서 고조파 특성이 우수하게 유지될 수 있음을 실험을 통해 확인하였다.

다섯째, 제안된 회로 방식에 최적화된 새로운 PWM 방법을 제안하였다. 중심 벡터와 둘러싸는 벡터를 이용한 새로운 개념의 PWM 방법을 삼각파 및 3상 지령을 이용해 간단히 구현할 수 있음을 수학적으로 입증하였다. 제안된 PWM 방법은 양쪽 컨버터가 출력해야 하는 전압 지령에 약간의 차이를 보이더라도 PWM 출력이 왜곡되지 않도록 고려되었다. 제안된 PWM 방법은 기존의 PWM 방법에 비해 평균적인 스위칭 주파수의 증가없이도 PWM 고조파 특성을 향상 시키도록 전 영역의 변조지수에 대해서 최적화 되었다. 실험을 통해 기존의 PWM 방법에 비해 출력 전류에서 10~40% 에 이르는 고조파 왜율 감소가 가능함을 실험적으로 확인하였다. 제안된 PWM 방법은 권선 전압에 인가되는 전압의 계단 변화량(dv/dt)를 전반적으로 감소시킬 수 있어 대용량 시스템에 적용 시 표류 캐패시턴스에 의한 누설 전류를 저감할 수 있을 것으로 기대된다.

배터리 완전 충전을 모의한 실험에서, 제안된 회로 결선 방식을 변압기에 적용하면 기존의 결선 방식에 대해 계통 전류는 큰 차이를 보이지 않았지만, 단순한 결선 변화만으로 컨버터 전류에 있어서 THD가 13.8 % 감소하는 것을

확인하였다. 또한, 제안된 회로 방식에 새롭게 제안한 PWM 방법까지 적용하였을 때, 컨버터 전류 및 계통 전류 모두에서 제안된 회로 방식만 적용된 경우보다 THD를 각각 37.8 %와 43.1 % 추가로 감소시킬 수 있었다.

제안된 회로 결선 방식을 유도기에 적용한 경우는 정격 속도 무부하 상태에서 기존 결선 방식에 비해 컨버터 전류의 THD를 67.7 % 감소시킬 수 있었다. 또한, 제안된 회로 결선 방식이 유도기에 적용된 상황에서 운전 속도를 정격의 1/3씩 변화시키기에 관찰한 결과, 새롭게 제안된 PWM 방법까지 적용하면 컨버터 전류의 THD를 다시 12.4 ~ 31.2 % 정도 추가적으로 더 저감할 수 있는 것으로 확인되었다.

6.2 향후 연구

제안된 회로 방식을 실제 대용량 시스템에 적용하고 확장하기 위해서는 대용량 변압기와 유도기에 대한 설계적인 이해를 좀 더 넓힐 필요가 있다. 제안된 회로 방식은 여러 개의 권선을 이용하는 다권선 구조로서, 사용하는 권선의 개수가 많아질수록 실제 시스템에 대한 등가 회로는 기하급수적으로 복잡해진다. 제안된 회로 방식은 누설 자속에 의한 인덕턴스를 활용해야 하므로, 누설 자속이 지나는 통로를 잘 고려하여 권선을 감는 구조를 설계해야 한다. 예를 들어, 5권선 이상의 다권선 변압기로 제안된 방법을 확장할 경우는 유한 요소해석(finite element method)이나 정교한 등가 모델링을 통해 누설 자속끼리의 간섭을 최소화하거나 이를 적극적으로 이용하기 위한 노력이 변압기 설계 및 시스템 제어 측면에서 필요하다. 대용량 시스템은 실험에 드는 비용과 시간이 크므로, 시행착오에 의한 설계와 제어 방법을 도출하기에는 무리가 따른

다. 따라서 실제 제작에 앞서 변압기나 전동기의 정확한 모델링을 통해 예상되는 효과를 정확히 파악할 수 있어야 한다.

본 논문에서 PWM 최적화를 통해 고조파 특성을 향상시키고자 한 요소는 변압기의 경우 계통 전류에 해당하고 유도기는 회전자 자속에 해당한다. 즉, 최적화 하고자 하는 요소를 하나로 한정하였는데, 여기에 컨버터 전류를 추가하여 최적화를 확장 검토할 수 있다. 하지만 제안된 회로 방식에서 컨버터 전류는 컨버터에 의해 전기적으로 인가되는 전압 외에도 권선이 감긴 코어에 흐르는 자속의 변화에도 영향을 받으므로, 컨버터 전류에 대한 고조파 특성 최적화를 위해서는 전기적으로 인가되는 전압과 코어를 통한 자속 변화를 정확하게 반영할 수 있는 모델링 기법에 대한 연구가 선행되어야 한다. 또한 컨버터에 의해 권선 전압에 인가되는 전압 출력도 추가적인 최적화를 위해 고려될 수 있다. 본 논문에서 제안된 방법은 삼각파의 위상 차이를 이용한 단순한 인터리빙 방법에 비해 PWM 과정에서 불필요한 전압 레벨의 사용을 큰 폭으로 줄일 수 있었지만 완벽하게 배제하지는 못하였다. 제안된 회로 결선 방식에서 컨버터에 의해 인가될 수 있는 권선 전압의 레벨은 총 9개로 평균적으로 출력하려는 전압과 가장 가까운 전압 레벨만으로 전압을 합성하기 위해서는 연구가 좀 더 필요하다. 이러한 권선 전압에 대한 PWM 최적화는 권선의 dv/dt 저감 측면에서 큰 도움이 될 수 있다.

본 논문에서 PWM 최적화 과정에서 고려한 맥동 전류의 실효값은 전고조파 왜율에 관계된 것으로, 이것은 고조파 성분들의 전반적인 특성을 하나의 수치로서 나타낸 값이다. 하지만 계통 응용에서는 전류의 전고조파왜율 외에도 기본파 대비 고조파 성분의 비율을 각 고조파 차수마다 고려해야 한다. 특히, 기

본파의 홀수 차수 고조파보다는 짝수 차수 고조파에 대한 규제가 심하므로, 제안된 PWM 방법에 의해 출력되는 전압 파형이 되도록 반파대칭(half-wave symmetry)에 가깝도록 최적화를 보강할 필요가 있다.

본 논문에서 제안된 PWM 방법은 운전 주파수 주기에 대해서 상(phase) 간 스위칭 횟수를 고르게 분포하도록 하였지만, 같은 상 안에서 위와 아래 스위치 간의 손실 분포를 고려하지는 못하였다. 적용하려는 시스템의 용량이 커지면 스위칭 소자 간의 손실 불균형으로 인한 문제도 더욱 심각해지므로, 실제 적용을 위해서는 스위칭 소자 간 손실의 고른 분포를 면밀히 검토해야 한다. 대용량 시스템은 운전 조건이 대체로 정해져 있으므로, 주로 사용되는 컨버터의 역률 및 변조지수를 고려하여 스위칭 손실이 전반적으로 고르게 분포할 수 있도록 추가적인 검토가 이루어져야 한다.

제안된 회로 방식 및 제어 방법을 실제 시스템에 적용하기 위해서는 센서의 측정 오차를 보상하기 위한 충분한 대비가 이루어져야 한다. 컨버터의 낮은 스위칭 주파수와 변압기의 누설 인덕턴스만으로 전류에 나타나는 PWM 고조파 맥동을 줄이는 것에는 한계가 존재한다. 제안된 회로 결선 방식 및 PWM 최적화를 통해 컨버터 전류에 나타나는 PWM 고조파 맥동을 현저히 줄일 수 있었지만, 토폴로지의 특성상 기본파 대비 상당한 크기의 맥동이 컨버터 전류에 포함될 수 밖에 없고 이것은 전류의 평균적인 변화를 측정할 때 오차로 작용할 수 있다. 대용량 시스템으로의 적용을 고려할 때 이러한 오차는 절대적인 크기에서도 증가하므로, 전류 제어의 정밀도 및 안정도를 높이기 위해서는 측정 상의 세심한 주의가 필요하다. 또한, 컨버터의 PWM 특성은 변조지수에 따라 변화하는 특성을 보이는데, 직류단 전압의 측정에 있어 오차가 존재하게

되면 출력 전압 및 전류의 비대칭적인 고조파를 증가시키는 결과를 낼 수 있다. 본 논문은 변압기에서 전력 변환용 권선과는 별도로 측정용 권선을 이용하여 계통 전압의 위상 각을 파악하도록 하였다. 계통 전압의 위상 각은 유/무효 전력 제어를 위해 매우 중요한 정보로, 이것의 측정에 문제가 생길 경우에 대한 대비도 필요하다. 즉, 변압기의 등가회로 및 컨버터 전류와 컨버터 전압 출력의 정보를 이용해 계통 전압의 위상 각을 추정하기 위한 연구도 센서 고장 시 신뢰성 제고를 위해 필요할 것으로 예상된다. 같은 이유로 전동기 응용에서도 위치 센서 고장에 대비하여 컨버터 출력으로부터 회전자의 속도 및 각도를 추정하기 위한 연구가 진행될 수 있다.

본 논문에서 검토한 변압기와 유도기의 전력 제어는 기본적으로 컨버터가 동작하는 변조지수가 1 이하인 경우에 대해 다루었다. 일반적으로 시스템 설계 시 컨버터의 직류단 최소 전압 설정에 마진(margin)을 두어 변조지수가 1 이상을 넘지 않도록 고려할 수 있지만, 제어의 연속성을 고려하여 컨버터가 과변조(overmodulation) 운전을 하는 상황에 대한 검토가 이루어 져야 한다. 제안된 회로 방식에서 측정 오차나 임피던스 불균형으로 인해 양쪽 컨버터의 전압 출력 사이에 현실적으로 불균형이 존재할 수 있는데, 그로 인해 한쪽 컨버터만 과변조 운전 모드로 전환되는 수도 있다. 제안된 회로 방식에서 과변조 시 발생하는 저차 고조파 전류에 의한 영향을 잘 분석하여 전류 제어 상의 안정도를 높이는 방향으로 연구가 진행될 수 있다.

제안된 회로 방식은 두 개의 3상 권선을 하나의 커다란 델타로 결선하여 전력 변환에 사용한다. 현실적으로 3상 권선마다 임피던스 및 쇄교하는 권선 자속에서 불균형이 존재할 수 있는데, 권선에 연결된 컨버터들 중 1기가 탈락한

채로 운전하게 되면 이러한 불균형이 컨버터 전류로 반영될 수 있다. 되도록 모든 권선을 균일하게 제작해야 하지만, 그렇지 못할 경우를 대비하여 컨버터 탈락 사고 시 역상분 제어거나 공진 제어를 활용하는 방안을 검토할 필요가 있다.

제안된 회로 방식을 변압기에 적용하는 경우, 계통 전압에 존재하는 저차 고조파 성분에 의한 출력 전류 왜곡을 고려해야 한다. 제안된 회로 방식을 대용량 시스템에 적용하게 되면 손실 저감을 위해 저주파 스위칭이 필요하게 된다. 스위칭 주파수와 더불어 샘플링 주파수가 낮아지면 디지털 제어를 위한 연산 시간 확보에는 여유가 생기지만, 디지털 제어가 처리하여 제어할 수 있는 전류의 주파수의 대역도 낮아지게 된다. 저차 고조파 성분에 대한 제어 성능을 높이기 위해서는 세심한 고려가 필요할 수 있다.

본 논문에서는 직류단 전원이 서로 분리된 컨버터의 동작에 대해서만 다루었다. 제안된 회로에 연결된 두 개의 컨버터 직류단을 하나로 공유하여 동작하기 위한 PWM 및 회로적인 분석이 필요하다. 컨버터 간 순환하는 전류의 발생없이도 출력 전류의 PWM 고조파 특성을 향상시키는 것이 가능한지 검토가 이루어져야 한다. 본 논문에서는 각 컨버터의 출력을 독립된 것으로 가정하고 중첩의 원리를 이용해 전압 출력을 분석하였지만, 하나의 직류원으로 제안된 회로 방식을 구동하기 위해서는 양쪽 컨버터의 출력 전압을 동시에 분석하는 노력이 필요하다.

참고 문헌

- [1] 양현석, “한전 ESS 구축으로 창조 경제 실현,” *Electric Power*, 2013년 11월호, pp. 26-27.
- [2] 임건표, 한현규, 장병훈, 양승권, 윤용범, “4MW 에너지저장장치의 전력계통 주파수 조정 운전제어를 위한 실증,” *전기학회논문지*, 제63P권, 제 3호, pp. 169-177, 2014년 9월.
- [3] B. P. Roberts, and C. Sandberg, “The Role of Energy Storage in Development of Smart Grids,” in *Proceeding of IEEE*, vol. 99, no. 6, pp. 1139-1144, June 2011.
- [4] 유가람, 한준범, 윤준영, 국경수, 장병훈, “주파수추종예비력 제공을 위한 배터리에너지저장장치(BESS)의 적용효과 분석,” *대한전기학회 하계학술대회*, 2013년 7월, pp. 131-132.
- [5] K. Vu, R. Masiello, and R. Fioravanti, “Benefits of Fast-Response Storage Devices for System Regulation in ISO Markets,” *Power & Energy Society General Meeting, IEEE*, pp. 1-8, 26-30 July 2009.
- [6] DOE Electricity Advisory Committee, *Bottling Electricity: Storage as a Strategic Tool for Managing Variability and Capacity Concerns in the Modern Grid*, 2008. Available:http://energy.gov/sites/prod/files/oeprod/DocumentsandMedia/final-energy-storage_12-16-08.pdf.
- [7] B. Dunn, H. Kamath, and J.-M. Tarascon, “Electrical Energy Storage for the Grid: A Battery of Choices,” *Science*, vol. 334, no. 18, pp. 928-935, Nov. 2011.
- [8] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, “Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1281-1291,

Sep./Oct. 2005.

- [9] K. Jalili, and S. Bernet, "Design of LCL Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1674-1689, May 2009.
- [10] Y. Park, S. Ohn, and S.-K. Sul, "Multi-Level Operation With Two-Level Converters Through a Double-Delta Source Connected Transformer," *Journal of Power Electronics*, vol. 14, no. 6, pp. 1093-1099, Nov. 2014.
- [11] B. Wu, "Multipulse Diode Rectifiers," in *High-Power Converters and AC Drives*, Hoboken, NJ, U.S.A: John Wiley & Sons Inc., ch. 3, pp. 37-64, 2003.
- [12] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, "Pulse-Width-Modulated Switching Scheme," in *Power Electronics Converters, Applications, and Design*, Hoboken, NJ, U.S.A: John Wiley & Sons Inc., ch. 8-2-1, pp. 203-210, 2003.
- [13] S. Schroder, P. Tenca, T. Geyer, P. Soldi, L. J. Carces, R. Zhang, T. Toma, and P. Bordignon, "Modular High-Power Shunt-Interleaved Drive System: A Realization up to 35 MW for Oil and Gas Applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol 46, no. 2, pp. 821-830, Mar./April 2010.
- [14] J. S. S. Prasad, and G. Narayanan, "Minimization of Grid Current Distortion in Parallel-Connected Converters Through Carrier Interleaving," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 76-91, Jan. 2014.
- [15] Z. Ye, D. Boroyevich, J.-Y. Choi, and F. C. Lee, "Control of Circulating Current in Two Parallel Three-Phase Boost Rectifiers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 609-615, Sep. 2002.
- [16] A. Boglietti, M. Lazzari, and M. Pastorelli, "Iron Losses Prediction with PWM Inverter Supply Using Steel Producer Data Sheets," in *Conf. Rec. IAS Annual Meeting, IAS'97.*, IEEE, pp. 83-88, 5-9 Oct. 1997.

- [17] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, and F. Profumo, "Effects of Different Modulation Index on the Iron Losses in Soft Magnetic Materials Supplied by PWM Inverter," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 29, no. 6, pp. 3234-3236, Nov. 1993.
- [18] D.G. Holmes, and T. A. Lipo, "Switching Function Representation of Three-Phase Converters," in *Pulse Width Modulation for Power Converters: principles and practice*, New Jersey, U.S.A.: John Wiley & Sons, Inc., ch. 1-3, pp. 14-16, 2003.
- [19] 윤용범, "제주조천변전소 BESS 실증사례 및 향후과제," 조명-전기설비, 제 28권, 제 4호, pp. 17-23, 2014년 7월.
- [20] Y. Park, S.-K. Sul, C.-H. Lim, W.-C. Kim, and S.-H. Lee, "Asymmetric Control of DC-Link Voltages for Separate MPPTs in Three-Level Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2760-2769, June 2013.
- [21] J. L. Agorreta, M. Borrega, J. Lopez, and L. Marroyo, "Modeling and Control of N-Paralleled Grid-Connected Inverters With LCL Filter Coupled Due to Grid Impedance in PV Plants," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 3, pp. 770-785, Mar. 2011.
- [22] D. Dujic, J. Wahlstroem, J. A. M. Sosa, and D. Fritz, "Modular Medium Voltage Drive for Demanding Applications," *International Power Electron. Conf. (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE-ASIA)*, pp. 3476-3481, 18-21 May 2014.
- [23] D. Casadei, G. Grandi, A. Lega, and C. Rossi, "Multilevel Operation and Input Power Balancing for a Dual Two-Level Inverter with Insulated DC Sources," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 6, Nov./Dec. 2008.
- [24] G. Grandi, C. Rossi, D. Ostojic, and D. Casadei, "A New Multilevel Conversion Structure for Grid-Connected PV Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, Nov. 2009.
- [25] B. Zhu, U. R. Prasanna, K. Rajashekara, and H. Kubo, "Comparative Study of PWM Strategies for Three-Phase Open-end Winding Induction Motor Drives," *International*

- Power Electron. Conf. (IPEC-Hiroshima 204-ECCE-ASIA)*, pp. 395-402, 18-21 May 2014.
- [26] V. T. Somasekhar, S. Srinivas, and K. K. Kumar, "Effect of Zero-Vector Placement in a Dual-Inverter Fed Open-End Winding Induction-Motor Drive With a Decoupled Space-Vector PWM Strategy," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, June 2008.
- [27] J. H. Harlow, "Wye-Wye Connections of Transformers," in *Electric Power Transformer Engineering*, Denvers, U.S.A.: CRC Press LLC, ch. 3.5.4.1.1, 2004.
- [28] H. Fukumoto, T. Furukawa, H. Itoh, and M. Ohchi, "Feasible Method of Calculating Leakage Reactance of 9-Winding Transformer for High-Voltage Inverter System," *International Power Electron. Conf. (IPEC-Hiroshima 204-ECCE-ASIA)*, pp. 3249-3254, 18-21 May 2014.
- [29] M. Lambert, M. Martinez-Duro, J. Mahseredjian, F. D. Leon, and F. Sirois, "Transformer Leakage Flux Models for Electromagnetic Transients: Critical Review and Validation of a New Model," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 29, no. 5, Oct. 2014.
- [30] F. d. Leon, and J. A. Martinez, "Dual Three-Winding Transformer Equivalent Circuit Matching Leakage Measurements," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 24, no. 1, Jan. 2009.
- [31] D. Azizian, M. Vakilian, J. Faiz, and M. Bigdeli, "Calculating Leakage Inductances of Pancake Windings in Dry-Type Traction Transformers," *International Conf. on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, pp. 808-811, 17-19 May 2011.
- [32] BDEW, *Technical Guideline Generating Plants Connected to the Medium-Voltage Network*, 2008.
- [33] J.-W. Choi, and S.-K. Sul, "Fast Current Controller in Three-Phase AC/DC Boost

- Converter Using d-q Axis Crosscoupling,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 1, pp. 179-185, Jan. 1998.
- [34] Y. Park, S.-K. Sul, W.-C. Kim, and H.-Y. Lee “Phase-Locked Loop Based on an Observer for Grid Synchronization,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 2, pp. 1256-1265, Mar./Apr. 2014.
- [35] P. Rodriguez, A. Luna, R. S. Munoz-Aguilar, I. Etxeberria-Otadui, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, “A Stationary Reference Frame Grid Synchronization System for Three-Phase Grid-Connected Power Converters Under Adverse Grid Conditions,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 99-112, Jan. 2012.
- [36] P. Kundur, “The dq0 Transformation,” in *Power System Stability and Control*, New York, U.S.A: McGraw-Hill, Inc., Sec. 3.3, p. 69, 1994.
- [37] S.-K. Sul, “Design of regulators for electric machines and power converters,” in *Control of Electric Machine Drive Systems*, Hoboken, NJ: Wiley, ch. 4, pp. 154-282, 2011.
- [38] *IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems*, IEEE Std. 1547, 2003.
- [39] P. Vas, “Induction machine windings, starting, braking, and speed control techniques,” in *Electrical Machines and Drives a space-vector theory approach*, New York, U.S.A: Oxford University Press Inc., ch. 3.1, pp. 224-225, 1992.
- [40] A. L. Sheldrake, “Methods of starting induction motors,” in *Handbook of Electrical Engineering for Practitioners in the Oil, Gas, and Petrochemical Industry*, Hoboken, NJ, U.S.A: John Wiley & Sons Inc., ch. 5.10, pp. 125-129, 2003.
- [41] D. W. Novotny, and T. A. Lipo, “d,q Modelling of Induction and Synchronous Machines,” in *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, New York, U.S.A: Oxford University Press Inc., ch. 2, pp. 35-107, 1996.

- [42] R. H. Nelson, and P. C. Krause, "Induction Machine Analysis for Arbitrary Displacement Between Multiple Winding Sets," *IEEE Trans Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-93, no. 3, pp. 841-848, May 1974.
- [43] R. Bojoi, F. Profumo, and A. Tenconi, "Digital Synchronous Frame Current Regulation for Dual Three-Phase Induction Motor Drives," *IEEE Power Electron. Specialist Conf. (PESC'03)*, vol. 3, pp. 1475-1480, 15-19 June 2003.
- [44] O. Ojo, and I. E. Davidson, "PWM-VSI Inverter-Assisted Stand-Alone Dual Stator Winding Induction Generator," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 6, pp. 1604-1611, Nov./Dec. 2000.
- [45] T. A. Lipo, "A d-q Model for Six Phase Induction Machines," *International Conf. on Electric Machines*, 1980, pp. 860-867.
- [46] J. C. Moreira, and T. A. Lipo, "A New Method for Rotor Time Constant Tuning in Indirect Field Oriented Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, no. 4, Oct. 1993.
- [47] R. D. Lorenz, and D. B. Lawson, "Performance of Feedforward Current Regulators for Field-Oriented Induction Machine Controllers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 4, July/Aug. 1987.
- [48] A. R. Munoz, and T. A. Lipo, "Complex Vector Model of the Squirrel-Cage Induction Machine Including Instantaneous Rotor Bar Currents," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 6, pp. 1332-1340, Nov./Dec. 1999.
- [49] 설승기, 전기기기 제정수의 측정 및 추정, 전기기기제어론, 서울: 홍릉과학출판사, 부록 B, pp. 445-480, 2009.
- [50] D.-W. Chung, J.-S. Kim, and S.-K. Sul, "Unified Voltage Modulation Technique for Real-Time Three-Phase Power Conversion," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 2, Mar./Apr. 1998.

- [51] 정대웅, 읍셋 전압에 의한 3상 전압형 인버터 PWM 방법의 일반적 해석, 서울대학교 박사 학위 논문, 2000.
- [52] H. W. V. D. Broeck, H.-C. Skudelny, and G. V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 24, no. 1, Jan./Feb. 1988.
- [53] A. L. Sheldrake, "Typical Impedance Data for two-Pole and four-Pole Induction Motors," in *Handbook of Electrical Engineering for Practitioners in the Oil, Gas, and Petrochemical Industry*, Hoboken, NJ, U.S.A: John Wiley & Sons Inc., ch. 5.2.6, p. 117, 2003.
- [54] A. L. Sheldrake, "Mathematical Modelling of Gas Turbine Speed Cogerning Systems," in *Handbook of Electrical Engineering for Practitioners in the Oil, Gas, and Petrochemical Industry*, Hoboken, NJ, U.S.A: John Wiley & Sons Inc., ch. 2.6, pp. 52-59, 2003.

ABSTRACT

In this paper, a multilevel topology and its control method are newly proposed in the basis of two-level converters and windings of transformer or motor. Most of large-scale power conversion systems (PCSs) use several windings in series or parallel for large power conversion. In addition, multilevel converters have been widely employed to reduce current ripples caused by pulse width modulation (PWM). The proposed topology utilizes two-level converters to implement multilevel operation with the windings that are essential in large-scale applications.

Initially, it is described how the two-level converters are combined with windings of transformer or motor to achieve multilevel operation. The voltage output of the proposed topology is examined in the view point of the fundamental frequency and switching frequency. The characteristic of the proposed topology is qualitatively analyzed in comparison to the other topologies when the target is large-scale PCS.

In order to freely modulate power conversion, the feedback control on output currents should be insured in the proposed topology. With respect to transformer and induction machine, appropriate modelings are discussed to implement the feedback control. By these control methods, active and reactive powers can be modulated in transformer applications, and output torque can be modulated in motor applications. In particular, a decoupling method in motor application can improve the control bandwidth by 114 % to a conventional method when the same parameters are used to design the controllers. In addition, control methods are discussed to maintain the power conversion even if one of converters is tripped. Without any modification in switching frequency, the total harmonic distortion (THD) of output currents can be decreased up to 70 % when the single

converter only work in the proposed topology.

The pulse width modulation (PWM) can be optimized by considering the simultaneous operation of converters in the proposed topology. At first, it is detailed in the voltage vector plane how the optimizing method deals with voltage references from each converter. Then, it is mathematically proved that the proposed PWM method can be easily implemented with three-phase references and triangular waves. This optimization in PWM has been developed under the consideration on the minization of harmonics and switchings. The proposed method has showed the decrement of THD in output currents by 10 to 40 % when compared to a conventional method.

Keywords: converter, current control, double delta, induction machine, multi-level, optimization, PWM, transformer, two-level.

Student Number: 2010-30985